



电工技术学报
Transactions of China Electrotechnical Society
ISSN 1000-6753, CN 11-2188/TM

《电工技术学报》网络首发论文

题目：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
作者：郭磊，杨中平，林飞
网络首发日期：2019-06-12
引用格式：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/OL]. 电工技术学报.
<http://kns.cnki.net/kcms/detail/11.2188.tm.20190611.1353.005.html>



网络首发：在编辑部工作流程中，稿件从录用到出版要经历录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿等阶段。录用定稿指内容已经确定，且通过同行评议、主编终审同意刊用的稿件。排版定稿指录用定稿按照期刊特定版式（包括网络呈现版式）排版后的稿件，可暂不确定出版年、卷、期和页码。整期汇编定稿指出版年、卷、期、页码均已确定的印刷或数字出版的整期汇编稿件。录用定稿网络首发稿件内容必须符合《出版管理条例》和《期刊出版管理规定》的有关规定；学术研究成果具有创新性、科学性和先进性，符合编辑部对刊文的录用要求，不存在学术不端行为及其他侵权行为；稿件内容应基本符合国家有关书刊编辑、出版的技术标准，正确使用和统一规范语言文字、符号、数字、外文字母、法定计量单位及地图标注等。为确保录用定稿网络首发的严肃性，录用定稿一经发布，不得修改论文题目、作者、机构名称和学术内容，只可基于编辑规范进行少量文字的修改。

出版确认：纸质期刊编辑部通过与《中国学术期刊（光盘版）》电子杂志社有限公司签约，在《中国学术期刊（网络版）》出版传播平台上创办与纸质期刊内容一致的网络版，以单篇或整期出版形式，在印刷出版之前刊发论文的录用定稿、排版定稿、整期汇编定稿。因为《中国学术期刊（网络版）》是国家新闻出版广电总局批准的网络连续型出版物（ISSN 2096-4188，CN 11-6037/Z），所以签约期刊的网络版上网络首发论文视为正式出版。

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

郭 磊 杨中平 林 飞

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要 永磁同步电机的无传感器控制在低速区域或零速常采用高频信号注入法。旋转高频信号注入法辨识转子位置，其准确度易受到控制器采样和计算延时、逆变器输出或波形畸变引起的延时，以及信号解调过程中滤波器环节产生的延时等因素的影响。本文在理论推导和详细分析转子位置偏差原理的基础上，提出可把延时产生的相位偏差归结为两种类型分别加以分析和补偿。在此基础上提出一种转子位置误差补偿高频信号注入控制策略。该策略能有效减小信号延时造成的相位偏离，提高转子位置的估计准确度。由于引起转子位置偏离值的各种延时可能随时间和实际参数是不断变化的，而所提出的策略具有在线计算实时补偿的特点，因而能较好地提高转子位置在线检测精度。实验验证了理论分析的正确性和策略的有效性。

关键词：永磁同步电机 高频信号注入法 相位偏差 转子位置误差补偿 无传感器控制策略

中图分类号：TM351

A sensorless control strategy for high frequency signal injection permanent magnet synchronous motor with error compensation

Guo Lei Yang Zhongping Lin Fei

(School of Electrical Engineering Beijing Jiaotong University

Beijing 100044 China)

Abstract Sensorless control of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is usually based on high frequency signal injection at low speed or zero speed. The rotation high frequency injection method identifies the rotor position, and its accuracy is easily affected by the controller sampling and calculation delay, the inverter output and waveform distortion delay, and the delay of the filter during the signal demodulation. On the basis of theoretical deduction and analysis of rotor position deviation, this paper proposes that the phase deviations produced by signal delay are divided into two types, which are analyzed and compensated, respectively. On this basis, a control strategy for rotating high frequency signal injection is proposed. This strategy can effectively reduce the phase deviation caused by signal delay and improve the accuracy of rotor position estimation. The delay caused by rotor position deviation is changing with time, and the proposed strategy has the characteristics of on-line computation and real-time compensation. Therefore, the on-line detection accuracy of rotor position can be improved. Experiments verify the correctness of the theoretical analysis and the effectiveness of the strategy.

Keywords: permanent magnet synchronous motor(PMSM), high frequency signal injection method, phase deviation, rotor position error compensation, sensorless control strategy

0 引言

永磁同步电机 (PMSM) 由于具有较高的转矩密度、功率密度和高效率在交通运输、工业自动化、人工智能和航空航天等领域得到广泛应用。永磁同步电机通常需要高精度的转子位置信息, 这是采用矢量算法的高性能电机控制所需要的。如果转子位置检测不准确、滞后或超前, 必然会降低电机控制的稳定性、平滑性、精确性和动态性, 甚至引起电机无法正常起动, 因此准确检测转子位置成为永磁同步电机控制的关键技术^[1-10]。

通常采用通过高精度传感器获得转子位置的方法, 不仅增加系统成本占用有限的空间, 而且降低系统可靠性又增加维护成本, 甚至在有些场合不宜使用。无速度传感器控制法在低速区和零速区域, 传统方法采用基波模型转子位置辨识, 不易准确获取转子位置信息。高频信号注入法的参数鲁棒性高, 低速和零速辨识精度高, 稳定性好。高频注入法是利用电机转子凸极结构或者凸极效应所产生的调制作用实现转子位置的辨识^[1-5]。高频信号注入法可根据注入电机的坐标系类型不同分为静止坐标系信号注入法和旋转坐标系信号注入法^[11-19]。高频信号注入静止坐标系, 转子位置本质上是对电流相位的调制, 表现为相位引起的转子位置误差; 高频信号注入旋转坐标系, 高频电流的包络线包含基本的转子位置信息, 表现为电流幅值变化引起的转子位置误差^[9-25]。

旋转坐标系下的高频信号注入法, 收敛时间长、对参数敏感, 甚至转子位置收敛可能失败; 相比较而言, 静止坐标系下的高频信号注入法易收敛、稳定性好, 电机参数变化对转子位置影响小, 且易于工程实现, 因此广泛应用于永磁同步电机无传感器低速和零速转子位置检测。文献[1]没考虑 PWM 调制所引起的滞后, 仅对数字控制引起的延时问题进行了分析和补偿。文献[9-10]采用多个滤波器进行信号解调, 滤波器选取与设计增加了复杂度, 并且会引起相移。此外, 数字控制引入计算延时和脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 延时, 注入的高频电压信号要经过延时后才能作用到电机中, 进而导致位置解调时的坐标变换角度产生较大的偏差。文献[14]采用了移相和傅里叶算法代替滤波器, 但没有对数字控制延时进行补偿。文献[17]采用不同频率同时注入到静止坐标系, 通过复杂的多组滤波器法建立方程组, 把不同原因造成的相位误差计

算出来加以补偿。该方法过于复杂且增加滤波器设计难度, 没有考虑不同频率对系统的影响。文献[17]采用在静止坐标系中注入高频脉振信号, 并且对高频电感下的交叉饱和引起的相角偏差进行了非在线补偿。论文中采用的超低频率低通滤波器也会带来较大误差影响。

基于静止坐标系高频信号注入无传感器方法中, 逆变器的死区时间和非线性变化, 数字信号采样、控制算法运算和电路延时, 以及采用多个多种不同滤波器带来的延迟等都会反映在转子位置相位偏差上, 引起位置检测误差和不准确性。综合以上各种引起转子位置偏差的不同原因分析, 结合静止坐标系下高频注入转子位置理论推导, 提出根据信号传输特性, 把相位偏差分为高频相位偏差 (HTD) 和位置相位偏差 (PPD)。高频相位偏差是由于高频信号传输过程中不同因素造成的, 特点是正负序分量中相位偏差始终相同; 而位置相位偏差存在于转子位置内部, 特点是正负序分量中偏差各不同。

本文以此为分析基础, 根据两种位置误差类型其自身特点加以补偿, 提出一种带误差补偿的转子位置估计高频信号注入控制策略。该策略在静止坐标系下注入旋转高频信号, 通过建立多组方程求出高频相位偏差并加以补偿。对于滤波器相频特性引起的位置相位偏差, 论文也详细分析了这种偏差引起转子位置估计偏差的原因, 提出了一种相频差值法 (PPDM) 解决位置相位偏差的方法。实验结果验证了误差补偿策略的正确性和有效性, 提高了转子位置估计的准确度。

1 静止坐标系下旋转高频信号注入检测算法

传统的基于静止坐标系旋转高频电压信号注入法的永磁同步电机无传感器控制原理, 如图 1 所示。由于永磁同步电机的对称性, 该方法一般基于内置式具有凸极特性的永磁同步电机 (IPMSM) 的无传感器速度检测方法。通常在电流环矢量控制系统中加入高频信号注入单元, 在高频信号解调回路中增加位置信号提取模块和极性判断模块。高频信号通过 PWM 产生开关管驱动信号, 使电压源型逆变器 (Voltage Source Inverter, VSI) 工作于高频激励模式, 在电机定子绕组中产生高频电流信号。通过采样电流信号, 经过一系列不同算法的解调过程得到转子的估计位置并反馈于系统控制中, 实现永磁同步电机的无传感器控制。

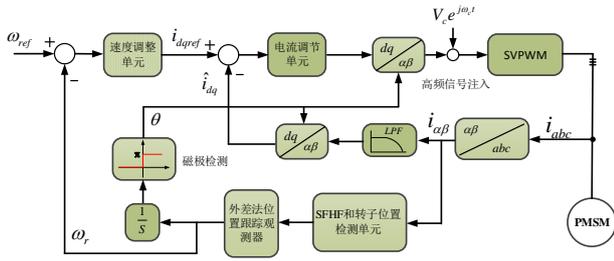


图1 传统旋转高频信号注入位置估计原理框图

Fig.1 Position estimation schematic diagram of conventional rotating high-frequency signal injection method

IPMSM 在 dq 轴旋转坐标轴系下, 电机基本数学模型可以用 (1) 式复矢量表示。

$$\begin{aligned} V_{dq} &= p\psi_{dq} + R_s i_{dq} - \omega_r \psi_q + j\omega_r \psi_d \\ \psi_{dq} &= L_d i_d + \psi_{fm} + jL_q i_q \end{aligned} \quad (1)$$

其中 V_{dq} 、 i_{dq} 、 L_{dq} 分别表示永磁同步电机的交直轴的定子电压、定子电流和电机电感。 R_s 、 ψ_{dq} 、 ψ_{fm} 分别表示定子电阻、交直流磁链和转子磁链。电机处于低速或零速时, 可以忽略由于磁链变化引起的感应电动势 (EMF); 同时由于注入的频率远高于电机基频的高频电压信号, 因此在电机高频模型下可以忽略定子电阻。在静止坐标系下永磁同步电机高频信号注入方程如式 (2) 所示。

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = T(\theta_r) \begin{bmatrix} L_{dh} \\ L_{qh} \end{bmatrix} T^{-1}(\theta_r) p \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中, $u_{\alpha\beta h}$ 、 $i_{\alpha\beta h}$ 表示 $\alpha\beta$ 轴系中电压电流; L_{qh} 、 L_{dh} 分别代表交直流高频电感; $T(\theta_r)$ 、 p 是坐标变换矩阵和微分算子。注入 $\alpha\beta$ 高频信号如式 (3a), 高频信号下定子电压方程可表示为式 (3b)。

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_{mh} e^{j\omega_h t} \quad (3a)$$

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_0 + L_1 \cos 2\theta_r & L_1 \sin 2\theta_r \\ L_1 \sin 2\theta_r & L_0 - L_1 \cos 2\theta_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (3b)$$

其中, U_{mh} 、 ω_h 表示高频信号的幅值和角频率。在旋转高频电压信号注入下, 永磁同步电机的高频电流响应方程如式 (4) 所示。

$$i_{\alpha\beta h} = I_{ph} e^{j(\omega_h t - \frac{\pi}{2})} + I_{nh} e^{j(-\omega_h t + 2\theta + \frac{\pi}{2})} \quad (4)$$

$$\text{式中, } I_{ph} = \frac{U_{mh} L_0}{(L_0^2 - L_1^2) \omega_h}, I_{nh} = \frac{U_{mh} L_1}{(L_0^2 - L_1^2) \omega_h}$$

$$L_0 = \frac{L_{dh} + L_{dq}}{2}, L_1 = \frac{L_{dh} - L_{dq}}{2}$$

在静止坐标下高频响应电流可分为正相序和负相序, 其中负相序中包含转子位置。一般采用带通滤波器和同步轴系高通滤波器 (Synchronous Frame High-frequency Filter-SFHF), 求出电流响应中的负序分量, 然后再用低通滤波器和外差法提取出转子位置信息。

2 误差补偿转子位置检测法

2.1 滤波器相频特性带来的位置相位偏差影响

在基于高频电压注入法的永磁同步电机无位置传感器控制系统中, 需要从检测电流中提取高频响应电流, 经过变换提取转子位置信息。在这过程中, 通常需要使用带通 (BPF)、高通 (High Pass Filter, HPF) 以及低通 (Low Pass Filter, LPF) 等多种数字滤波器。滤波器相频特性和幅频特性会对需要提取的包含转子位置信息的高频信号的幅值和相位产生影响, 若不能有效进行补偿, 将会对转子位置的精度产生影响。从检测电流中提取高频注入电压的高频电流信号, 需要根据注入频率来选择相应的滤波器。如注入高频旋转电压的频率是 1000Hz, 则带通滤波器的选频范围可设定为 [950Hz, 1050 Hz]。所设计的带通滤波器可表示为:

$$H(z) = \frac{0.3357(1-z^{-2})}{1-1.27z^{-1}+0.5407z^{-2}}$$

根据传递函数画出带通滤波器的相频特性曲线如图 2 所示。

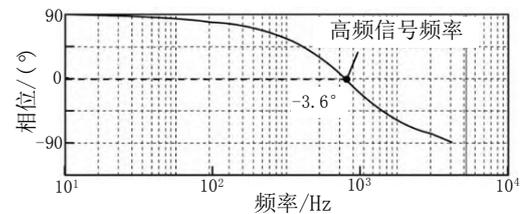


图2 带通滤波器的相频特性曲线

Fig.2 The curves of phase-frequency characteristics of band-pass filter

图 2 显示带通滤波器对于高频信号产生了 -3.6° 相移。通常滤波器相移的大小跟设定的中心频率和截止频率有关。如果假设所有滤波器带来的相移角度为 η_{PD} ，那么就会给转子估计位置带来相应 η_{PD} 角度误差，所以要对转子位置估计值加以补偿。

2.2 数字控制等延时带来的高频相位偏差影响

逆变器采用数字控制器实现 PWM 时，通常占空比都会有受限等问题。由于运算速度问题不能及时更新调制波数据，而是在计数器下溢或上溢时刻更新比较寄存器，这就会引入数字控制器的延时，可假设控制器延时时间为 T_{smp} 。同时由于数字 PWM 输出存在零阶保持器效应，输出比输入存在时间上的滞后，一般 PWM 平均输出延时为 $T_{smp}/2$ 。因此由于数字控制、计算延时以及 PWM 输出延时，高频信号在时间上存在滞后 $1.5T_{smp}$ ，可等效于相位滞后角 χ ，其可表示为

$$\chi = 3\pi \cdot f_c \cdot T_{smp} \quad (5a)$$

从式 (5a) 可以看出，高频注入信号的频率越高，传输过程中产生的延时相位角就越大，则引起更多转子位置偏差，需要进行补偿。另外，逆变器的死区时间和非线性变化、数字信号采样、数据运算过程和电路，也都会产生延时并且会反映在相位偏差上，可假设带来的误差角为 γ 。因此在 IPMSM 无传感器转子位置检测中，延时误差可表示为 μ_{TD} ，如式(5b)所示。

$$\mu_{TD} = \chi + \gamma \quad (5b)$$

由于系统参数是实时变化的，延迟带来的相位偏移也是实时变化的，不易通过离线计算加以补偿。

2.3 误差补偿转子位置检测法原理

假设永磁同步电机在静止坐标系下注入的旋转高频电压信号如式 (3a)。在静止坐标轴系下的永磁同步电机的电压电流方程如式 (6) 所示。

$$P \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos^2 \theta / L_{dh} + \sin^2 \theta / L_{qh} & \sin \theta \cos \theta / L_{dh} - \sin \theta \cos \theta / L_{qh} \\ \sin \theta \cos \theta / L_{dh} - \sin \theta \cos \theta / L_{qh} & \sin^2 \theta / L_{dh} + \cos^2 \theta / L_{qh} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (6)$$

把 (3) 式代入静止坐标轴系下电机方程 (6) 式中，同时考虑到高频信号在传输过程中，逆变器死区时间和非线性变化、PWM 控制算法和采样电路延时等因素影响下所带来的相位偏差信号，则静止坐标系下高频电流响应方程化简后如式(7)所示。

其中 μ_{TD} 为高频相位偏差(HPD)，即高频信号传输过程的总的延时相位角度。

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (A + B \cos 2\theta) \sin(\omega_h t + \mu_{TD}) - B \sin 2\theta \cos(\omega_h t + \mu_{TD}) \\ B \sin 2\theta \sin(\omega_h t + \mu_{TD}) - (A - B \cos 2\theta) \cos(\omega_h t + \mu_{TD}) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\text{其中, } A = \frac{U_{mh}}{2\omega_h} \left(\frac{L_{dh} + L_{qh}}{L_{dh} L_{qh}} \right), B = \frac{U_{mh}}{2\omega_h} \left(\frac{L_{qh} - L_{dh}}{L_{dh} L_{qh}} \right)$$

矢量形式可表示为

$$i_{\alpha\beta h} = A e^{j(\omega_h t + \mu_{TD} - \frac{\pi}{2})} + B e^{j(-\omega_h t + 2\theta - \mu_{TD} + \frac{\pi}{2})} \quad (8)$$

通过理论分析和推导，高频相位偏差 μ_{TD} 是伴随高频注入信号传输过程中各种非理想因素引起的延时而带来的相角偏差。在矢量方程 (8) 中表现为正序和负序分量中都含相同的相角偏差 μ_{TD} ，也就是高频相位偏差。可以通过下面分析的方法求出，并在估计转子位置偏差中进行补偿。

传统方法求取转子位置角度常采用同步轴系高通滤波器 (SFHF)，同时还要采用带通滤波器和低通滤波器，求解过程复杂且增加位置判断误差。本文提出一种简化方法，只需低通滤波器就可求出转子位置角度，并且能实时补偿延时带来的误差。静止坐标系高频注入永磁同步电机响应电流可由三部组成，如式 (9) 所示。

$$i_s = i_f + i_{ph} + i_{pwm} \quad (9)$$

其中 i_s 、 i_f 、 i_{ph} 、 i_{pwm} 分别为电机定子电流、基波电流、高频信号响应电流和 PWM 高频开关谐波电流。高频信号响应电流 i_{ph} 包含有需要的转子位置信息。如果 (9) 式与调制的高频信号运算，则基波电流 i_f 变为高频电流信号，同样开关谐波电流 i_{pwm} 仍然为高频电流信号，在通过低通滤波器后两者被滤除。这样就可以获得包含在高频注入信号里的转子位置信息。对 (7) 式中 $\alpha\beta$ 轴电流分量分别与高频注入信号 $\sin(\omega_h t)$ 和 $\cos(\omega_h t)$ 运算，或对矢量方程式 (8) 分别与正负序高频信号运算，经过相应算法处理就可求出高频相位偏差角 μ_{TD} 。两种相应变换结果如式 (10) 和 (11) 所示。

$$\begin{cases} i_{eq1} = i_{\alpha h} \cos \omega_h t + i_{\beta h} \sin \omega_h t = -2A \sin \mu_{TD} \\ i_{eq2} = i_{\alpha h} \sin \omega_h t - i_{\beta h} \cos \omega_h t = 2A \cos \mu_{TD} \\ i_{eq3} = i_{\alpha h} \cos \omega_h t - i_{\beta h} \sin \omega_h t = -2B \sin(2\theta + \mu_{TD}) \\ i_{eq4} = i_{\alpha h} \sin \omega_h t + i_{\beta h} \cos \omega_h t = 2B \cos(2\theta + \mu_{TD}) \end{cases} \quad (10)$$

矢量形式可表示为

$$\begin{aligned} i_{\alpha\beta h} e^{j(-\omega_h t)} &= A e^{j(\mu_{TD} - \frac{\pi}{2})} \\ i_{\alpha\beta h} e^{j(\omega_h t)} &= B e^{j(2\theta - \mu_{TD} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (11)$$

由于滤波器相频特性，式(10)和(11)在通过滤波器时会产生相角的超前或滞后变化，从而引起转子位置的相角误差。由于采用的是低通滤波器，高频信号通过滤波器引起的相角偏差被滤除掉，因此不用考虑高频信号传输过程中滤波器产生的高频相位偏差。虽然高频注入法应用于电机低速下，但电机还是具有一定角速度的，也就是说永磁同步电机转子位置 θ 角是随时间变化的。当转子位置角通过滤波器产生的相角偏差，可称之为位置相位偏差(PPD)。为了获得较好的控制效果，低通滤波器的截止频率常常取的比较低，而且更为重要的是的转子位置信号是以两倍的电机电角速度通过低通滤波器的。滤波器在转子位置上产生的偏差随转速的变化成倍增长，因此它会带来较大转子位置误差，应该加以补偿而不能被忽略。

根据以上分析，可假设在通过滤波器之前永磁同步电机电流响应方程如式(7)或(8)，当通过滤波器后矢量方程右边变为式(12)所示。

$$A e^{j(\mu_{TD} - \frac{\pi}{2})} + B e^{j(2\theta + \eta_{PD} - \mu_{TD} + \frac{\pi}{2})} \quad (12)$$

式(12)由两部分组成，其中高频注入信号在第一项和第二项中都已经没有了，说明高频注入信号通过低通滤波器后已经被滤除了。

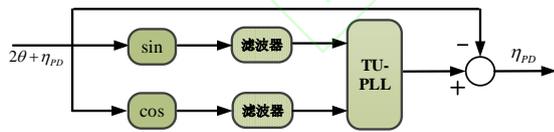


图3 滤波器相位偏差补偿原理图

Fig.3 Schematic diagram of the filters phase deviation compensation

式(12)的相角由三部分组成，分别是 2θ 转子位置角， μ_{TD} 高频注入信号传输过程中产生的高频相位偏差(HPD)和由滤波器引起的 η_{PD} 位置相位偏差(PPD)。其中第一项中并没有包含 η_{PD} 位置相位偏差，因此采用式(10)或(11)的方法不能实现该相位的补偿。同时位置相位偏差 η_{PD} 是随时间变化的量，不宜采用离线补偿，而是实时在线计算加以补偿。为此提出一种相频差值法(PPDM)来解

决滤波器带来的位置相位偏差的补偿方法。

滤波器引起的位置相位偏差补偿实现原理框图如图3所示。其中输入的是滤波器相位偏差补偿前估计的转子位置角($2\theta + \eta_{PD}$)。滤波器参数与主电路完全相同，然后通过锁相环和相频差，从而求出滤波器在相同转子位置角速度下相位偏差值 η_{PD} 。

永磁同步电机旋转高频信号注入法系统实现原理框图如图4所示。其中对于高频相位偏差(HPD)和位置相位偏差(PPD)两种转子位置偏差进行了转子位置误差补偿。

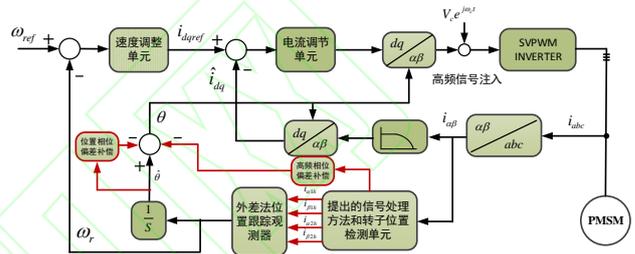


图4 新型带误差补偿的控制系统框图

Fig.4 Block diagram of the novel error compensation control system.

3 实验验证

为了验证本文提出的转子估计位置误差补偿的高频信号注入控制策略，搭建了电压源型逆变器驱动的7.5kW永磁同步电机实验平台，如图5所示。

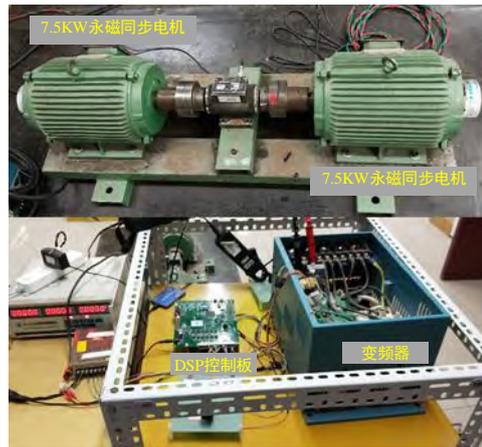


图5 IPMSM 驱动系统实验测试平台

Fig.5 Experimental platform of IPMSM drive system

IPMSM 驱动系统实验平台中，控制器采用的是TI公司的DSP(TMS320F28335)为核心的数字控制系统。在实验验证中，实际转子位置是通过永磁同步电机自带的光编码器获得，并与无传感器算法中获得的估计转子位置进行对比。电机的主要参数如表1中所示。

表 1 实验用 IPMSM 主要参数

Tab.1 Main parameters of experimental IPMSM

参数	IPMSM 数值
额定功率	7.5kW
额定转速	1500r/min
额定电流	15A
额定转矩	47N.m/A
定子电阻	0.5Ω
d/q 轴电感	5mH/10mH
磁极数目	4

实验中 PWM 频率设为 10kHz，电流采样频率与 PWM 频率相同。注入的高频电压频率 1kHz，设定的转速为 100r/min。较大电压幅值可以增大电流响应幅值，从而提高电流采样精度。但过大的电压容易影响电机的正常转动并且增大损耗，所以实验中选取的高频注入信号幅值为 20V 的正弦信号。

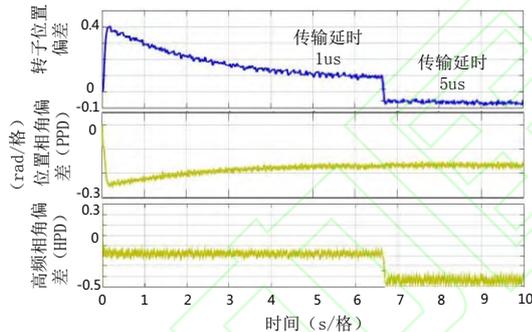


图 6 传输延时 1μs 和 5μs 转子位置偏差、HPD 和 PPD 对比

Fig.6 Comparison of rotor position deviation, HPD and PPD during transmission delay 1μs and 5μs

图 6 显示不同传输延时时间对转子位置角的影响。实验中分别取了 1μs 和 5μs 的传输延时。实验表明传输延时越大，转子位置估计值越超前转子位置实际值，同时求取的高频相位偏差 (HPD) 也越大，而位置相位偏差 (PPD) 几乎不受影响。实验很好验证了理论分析的正确性。

图 7 显示滤波器不同的截止频率对转子估计位置的影响。实验表明，低通滤波器的截止频率越小，引起的转子位置相位偏差 (PPD) 越大。当滤波器的截止频率逐渐增大所引起的相角偏差越小，并且超过某一值时 (50Hz) 相角偏差几乎不变，而在实验过程中，高频相位偏差值 (HPD) 几乎不变。实

验很好验证了理论分析正确性以及两种不同相位偏差产生的原因。

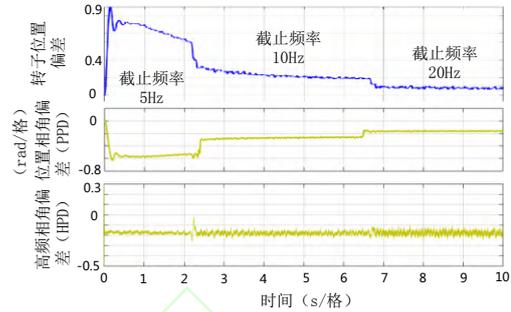
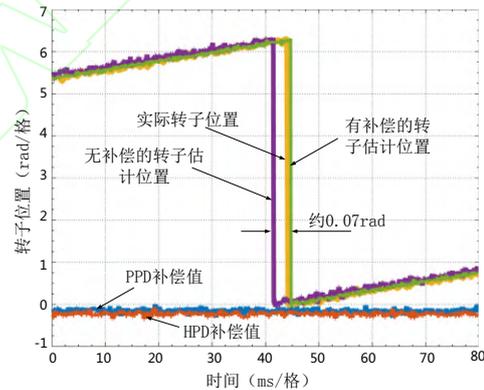


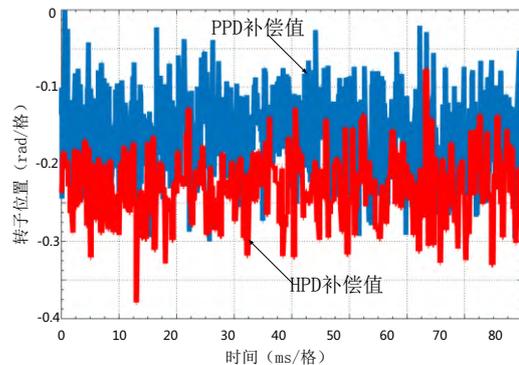
图 7 滤波器截止频率分别为 5Hz, 10Hz, 20Hz 转子位置偏差、PPD 和 HPD 对比

Fig.7 Comparison of rotor position deviation, HPD and PPD during 5Hz, 10Hz and 20Hz cut-off frequency of filters

综合考虑两种相位补偿及其未补偿时估计转子位置 and 实际转子位置，如图 8 (a) 所示。设定延时间是 5μs，滤波器的截止频率设定为 20Hz。从图



(a)



(b)

图 8 延时 5μs 和滤波器截止频率 20Hz 时补偿和未补偿转子位置(a)及其 PPD、HPD 补偿值(b)

Fig.8 Compensation and uncompensated rotor position (a) and PPD, HPD compensated value (b) at delay 5μs and filter cut-off frequency 20Hz

中可以看出进行两种位置偏差补偿后,估计转子位置与实际转子位置吻合较好,转子位置估计精度改善明显。另外没有采用补偿的转子位置与实际转子位置差值约等于 0.07rad ,这也是实际应用中估计转子位置主要误差源。两种偏差补偿值 PPD 和 HPD 如图 8 (b) 所示。两种补偿值大小是不同的,其原因在于 PPD 和 HPD 产生原因是不同的。其大小值主要与注入的高频信号传输过程中相位变化和两倍的转子转速大小引起的滤波器相位延时有关。

如果延时时间设定为 $1\mu\text{s}$ 且滤波器的截止频率设定为 10Hz ,未补偿时估计转子位置与实际转子位置如图 9 (a) 所示。从图中可以看出,进行位置相位补偿后,转子位置与实际转子位置发生重合,估计转子位置精度改善明显。没有进行位置补偿的转子位置与实际转子位置相差约 0.18rad ,其值的大小是由两种偏差补偿值 PPD 和 HPD 决定的,如图 9 (b) 所示。

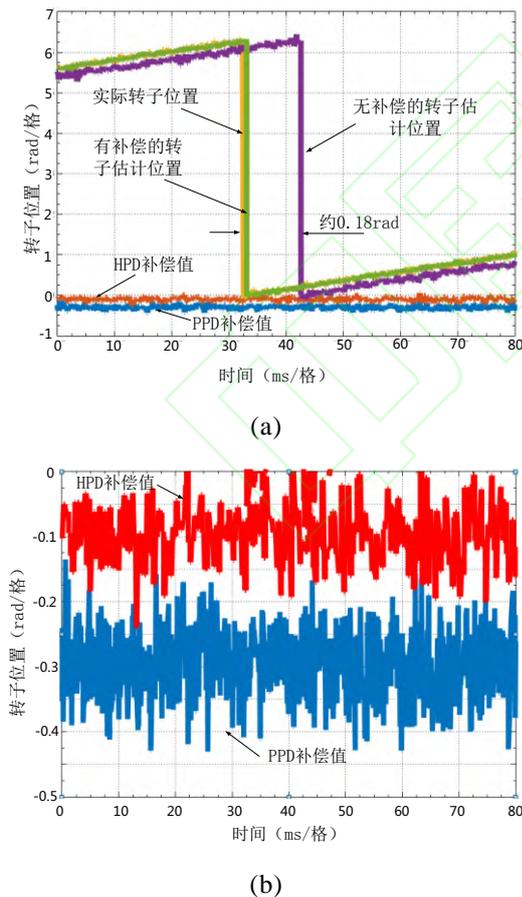


图 9 延时 $1\mu\text{s}$ 和滤波器截止频率 10Hz 时补偿和未补偿转子位置(a)及其 PPD、HPD 补偿值(b)

Fig.9 Compensation and uncompensated rotor position diagram at delay $5\mu\text{s}$ and filter cut-off frequency 20Hz
把图 8 和图 9 对比来看,由于设定的延时时间

和截止频率不同,PPD 和 HPD 的补偿值也各不相同,甚至补偿值一个增加一个降低。从注入高频信号传输过程中延时时间长短来看,延时时间越长 HPD 补偿值越大。与此相反,滤波器截止频率设定的越高,PPD 补偿值越小,也就是低通滤波器带来的相位滞后影响越小,这和滤波器的相频特性相一致。另外如果只采取一种补偿方式,估计转子位置精度可能会降低。因此应该同时采用两种方式进行补偿。参数不同所表现出的转子位置补偿值不同,也反应出实验中补偿的实时调整性。

4 结论

论文提出一种带误差补偿的静止坐标系注入高频信号获取转子位置的策略。通过理论分析和推导,提出高频相位偏差 (HPD) 和位置相位偏差 (PPD) 补偿法。实验验证了理论分析提出的两种偏差源 HPD 和 PPD 形成机理的相异性,可忽略两种偏差值互相影响,因而可以分别进行补偿。HPD 补偿值的获取,采用了正负序分量相角关系。同时本文提出一种相频差值法 (PPDM) 来解决 PPD 补偿值的求取问题。同时在不同工况下,对比了带有误差补偿和没有误差补偿的转子估计位置实验,并把结果同实际测量的转子位置进行对比。两种工况下,不带误差补偿的转子估计位置偏差各为 0.07rad 和 0.18rad 。实验验证了理论分析的正确性和误差补偿策略的有效性。

参考文献

[1] 吴春. 永磁同步电机调速系统无位置传感器控制技术[D]. 西安: 西北工业大学, 2016.

[2] 李旭春,张鹏,严乐阳等.具有参数辨识的永磁同步电机无位置传感器控制[J].电工技术学报,2016,31(14): 139-147.

Li Xuchun, Zhang Peng, Yan Leyang, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor with online parameter identification[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(14):139-147.

[3] 郭希铮, 刘帅, 宋玉美. 永磁同步电机无位置传感器带速重投研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(增刊 2):255- 261.

Guo Xizheng, Liu Shuai, Song Yumei. Research on restart at coasting condition for rotation sensorless permanent magnet synchronous machines[J].

- Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(S2): 255-261.
- [4] 张国强, 王高林, 徐殿国, 等. 基于自适应陷波滤波器的内置式永磁电机转子位置观测方法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(9): 2521-2527.
Zhang Guoqiang, Wang Gaolin, Xu Dianguo, et al. Adaptive notch filter based rotor position estimation for interior permanent magnet synchronous motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(9): 2521-2527
- [5] S. C. Yang and Y. L. Hsu, "Full Speed Region Sensorless Drive of Permanent-Magnet Machine Combining Saliency-Based and Back-EMF-Based Drive," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.64, no.2, pp.1092-1101, Feb. 2017.
- [6] 刘景林, 鲁家栋. 基于相电流正负序分量相角差的高精度内置式永磁同步电机转子初始位置检测方法[J]. 电工技术学报, 2016, 31(23): 63-69.
Liu Jinglin, Lu Jiadong. High-precision estimation method of initial rotor position for IPMSM based on phase difference of positive and negative sequence current component [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(23): 63-69.
- [7] 刘颖. 永磁同步电机脉振高频信号注入无位置传感器技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2012.
- [8] 刘颖, 周波, 冯瑛, 等. 基于脉振高频电流注入SPMSM 低速无位置传感器控制 [J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 139-145.
Liu Ying, Zhou Bo, Feng Ying, et al. Sensorless control of SPMSM based on high frequency current signal injection in the direct axis at low and zero speed[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 139-145.
- [9] S. I. Kim, J. H. Im, E. Y. Song and R. Y. Kim, "A New Rotor Position Estimation Method of IPMSM Using All-Pass Filter on High-Frequency Rotating Voltage Signal Injection," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.63, no.10, pp.6499-6509, Oct. 2016.
- [10] P. L. Xu and Z. Q. Zhu, "Carrier Signal Injection-Based Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives Considering Machine Parameter Asymmetry," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.63, no.5, pp.2813-2824, May 2016.
- [11] J. Choi, K. Nam, A. A. Bobtsov, A. Pyrkin and R. Ortega, "Robust Adaptive Sensorless Control for Permanent-Magnet Synchronous Motors," IEEE Trans. Power Electron., vol.32, no.5, pp.3989-3997, May. 2017
- [12] 朱军, 田淼, 付融冰, 等. 基于载波频率成分的永磁同步电机转子定位研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(14): 48-54.
Zhu Jun, Tian Miao, Fu Rongbing, et al. Research on rotor position of permanent magnet synchronous motor based on carrier frequency component[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(14): 48-54.
- [13] S. Bolognani; L. Ortombina; F. Tinazzi; M. Zigliotto, "Model Sensitivity of Fundamental-frequency based Position Estimators for Sensorless PM and Reluctance Synchronous Motor Drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.PP, no.99, pp.1-1, Jun. 2017.
- [14] G. Xie, K.Y. Lu, S.K. Dwivedi, J.R. Rosholm, F. Blaabjerg, "Minimum-Voltage Vector Injection Method for Sensorless Control of PMSM for Low-Speed Operations," IEEE Trans. Power Electron., vol.31, no.2, pp.1785-1794, Feb. 2016
- [15] Z. Chen, J. B. Gao, F. X. Wang, Z. X. Ma, Z. B. Zhang, and R. Kennel, "Sensorless control for SPMSM with concentrated windings using multisignal injection method," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 61, no. 12, pp. 6624-6634, Dec. 2014.
- [16] J. M. Liu and Z. Q. Zhu, "Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 50, no. 4, pp. 2574-2583, Jul./Aug. 2014.
- [17] Tang Q, Shen A, Luo X, et al. IPMSM sensorless control by injecting bi-directional rotating HF carrier signals[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, pp(99): 1-1.
- [18] Luo X, Tang Q, Shen A, et al. PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(4): 2294-2303.
- [19] 刘海东, 周波, 郭鸿浩, 等. 脉振高频信号注入误差分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 38-44.
Liu Haidong, Zhou Bo, Guo Honghao, et al. Error

- analysis of high frequency pulsating signal injection method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(6): 38-44.
- [20] 张国强. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2017.
- [21] 黄科元, 周李泽, 周滔滔, 等. 一种增强可靠性的永磁同步电机初始角检测[J]. 电工技术学报, 2015,30(1): 45-51.
Huang Keyuan, Zhou Lize, Zhou Taotao, et al. An enhanced reliability method for initial angle detection on surface mounted permanent magnet synchronous motors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(1): 45-51.
- [22] 田兵, 安群涛, 孙东阳, 等. 基于磁饱和效应的表贴式永磁同步电机初始位置检测方法[J]. 电工技术 2016, 31(1): 155-164.
Tian Bing, An Quntao, Sun Dongyang, et al. Initial position estimation for surface permanent magnet synchronous motors based on magnetic saturation effect[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 155-164.
- [23] 李洁, 周波, 刘兵, 等. 表贴式永磁同步电机无位置传感器起动新方法[J]. 中国电机工程学报, 2016,39(9): 2513-2520.
Li Jie, Zhou Bo, Liu Bing, et al. A novel starting strategy of sensorless control for surface mounted permanent magnet synchronous machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 39(9): 2513-2520.
- [24] 许培林, 邓智泉, 王宇, 等. 基于脉振高频正弦信号注入的 12/10 极永磁磁通切换电机无位置传感器技术[J]. 电工技术学报, 2013, 28(1 增): 307-313.
Xu peilin, Deng Zhiquan, Wang Yu, et al. Sensorless drive of 12/10 flux-switching permanent magnet motor with high-frequency pulsating sinusoidal signal injection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(1): 307-313.
- [25] Y. Inoue, K. Yamada, S. Morimoto, and M. Sanada, "Effectiveness of voltage error compensation and parameter identification for model-based sensorless control of IPMSM," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 45, no. 1, pp. 213-221, Jan./Feb. 2009.

作者简介

郭 磊 男, 1971 年生, 博士研究生, 研究方向为轨道交通系统运行理论及控制。

E-mail: Leitdg@bjtu.edu.cn (通信作者)

杨中平 男, 1970 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为轨道交通系统运行理论及控制。

E-mail: zhpyang@bjtu.edu.cn