基于线性磁链的 IPMSM 位置检测技术

刘家曦 杨贵杰 苏健勇
（哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院 哈尔滨 150001）

摘要 针对内嵌式永磁同步电机（IPMSM）很难在静止坐标系下利用磁链预估转子位置的问题，在基于线性磁链的 IPMSM 数学模型的基础上，用电流观测误差构建滑模平面，提出了一种用滑模观测器来预估转子位置和速度的方法。该方法解决了外加低通滤波器引起的预估磁链的相位滞后，提高了位置和速度估算的鲁棒性。建立场路耦合模式下的 IPMSM 全数字无位置传感矢量控制仿真系统，精确地反映永磁同步电机与控制系统的相互耦合特性，并搭建和仿真系统一致的实验平台。实验结果与仿真结果表明该设计方法的正确性和可实现性。

关键词：内嵌式永磁同步电机 无位置传感控制 滑模观测器 场路耦合
中图分类号：TM351

Rotor Position Estimation for IPMSM Based on Linear Flux

Liu Jiaxi Yang Guijie Su Jianyong
（Harbin Institute of Technology Harbin 150001 China）

Abstract For the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM) is difficult to estimate rotor position from flux, a novel sliding mode observer (SMO) via the current error is presented to estimate rotor position and speed based on the linear flux. In this way, the phase lag caused by the extra low pass filter is eliminated and the robustness of estimated position and speed is improved. The full digital IPMSM sensorless vector control simulating system is built under the field-circuit coupled circumstance. Simulations can reflect the sensorless performance and the coupling characteristics between IPMSM and control system. Experimental and simulation results show that the validity of the algorithm.

Keywords: Interior permanent magnet synchronous motor, sensorless control, sliding mode observer, field-circuit coupled

1 引言

内嵌式永磁同步电机（ IPMSM）以其高功率密度、宽调速范围及高功率因数，受到越来越广泛的应用。为了减小 IPMSM 系统的体积，增加系统的可靠性，无位置传感技术受到越来越广泛的关注。无位置传感技术主要分为以下两类：

（1）利用电机凸极效应的高频信号注入法[4]：其优点在于电机低速或零速时预估效果好，但高速性能较差，而且这种方法对电机结构依赖性大，只局限在凸极效应明显的 PMSM。

（2）利用反电动势或磁链估算转子的磁极位置[1-3,5-6]：其优点在于结构简单，通用性强，高速效果好，但对电机参数的鲁棒性差。随着现代控制理论的发展，新型观测器 [1-2,5]以及改进的电机数学模型[3,6]的提出，使得位置预估的鲁棒性提高，系统控制性能变好。

目前电机系统仿真分析有三种方法：电路分析法、磁场分析法以及场路耦合法 [7]。电路分析法中将电机模型用数学方程来表示，连接在控制电路中分析其控制特性，但是无法分析电机本体的 非线性

收稿日期 2009-09-29 改稿日期 2010-01-26

特性对控制系统的影响；磁场分析法中将电机作为磁场模型，外接电流激励源，独立分析电机本体的磁场特性，但无法分析电机系统所用的控制算法；场路耦合法通过将电机电磁场模型和实现控制算法的控制系统模型相结合，采用场路结合的求解方式，深入研究电机系统各部分的相互关系，因而为电机系统的准确设计提供了有效的手段。

本文基于线性磁链的 IPMSM 模型，在静止坐标系下，以电流和磁链为变量建立四阶状态方程，通过电流观测误差构建滑模平面来建立滑模观测器，根据广义滑模可达条件确定滑模增益的自适应率，滑模抖振信号通过磁链方程自身来滤波。采用锁相环（PLL）的方法来提高估算位置和速度的鲁棒性。建立基于场路耦合法的 IPMSM 全数字矢量控制仿真系统，精确地反映了 IPMSM 与控制系统的相互耦合特性，并搭建实验平台验证了本文提出方法的正确性。

2 基于线性磁链的 IPMSM 的位置预估

2.1 基于线性磁链的 IPMSM 数学模型

对于 IPMSM 来说，由于凸极效应，静止坐标系下数学方程中的电感量是随着位置变化的函数，因此不能直接使用 SPMSM 无位置的分析方法[3,6]。IPMSM 在转子坐标系下的数学模型为

$$\begin{pmatrix} u_{\mathrm{d}} \\ u_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} R_{\mathrm{s}}+pL_{\mathrm{d}} & -\omega_{\mathrm{re}}L_{\mathrm{q}} \\ \omega_{\mathrm{re}}L_{\mathrm{d}} & R_{\mathrm{s}}+pL_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\mathrm{d}} \\ i_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} 0 \\ \omega_{\mathrm{re}}\psi_{\mathrm{m}} \end{pmatrix} \tag{1}$$

式中，R_{s} 为定子相电阻；L_{d}，L_{q}，ψ_{m} 为直、交轴电感以及气隙磁通；p 为微分算子；i_{d}，i_{q}，u_{d}，u_{q}，ω_{re} 为 d、q 轴电流、电压以及同步转速。考虑 IPMSM 交直轴电感恒定，在原有数学模型基础上再做如下假设：

（1）不考虑饱和对磁链的影响，即磁链为线性。

（2）电流环（i_{d}）带宽足够大，响应足够快。

由此，IPMSM 在静止坐标系的数学模型变为

$$\begin{pmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} R_{\mathrm{s}}+pL_{\mathrm{q}} & 0 \\ 0 & R_{\mathrm{s}}+pL_{\mathrm{q}} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix}+p\begin{pmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{pmatrix} \tag{2}$$

$$\begin{pmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{pmatrix}=\psi_{\mathrm{f}}\begin{pmatrix} \cos\theta_{\mathrm{re}} \\ \sin\theta_{\mathrm{re}} \end{pmatrix} \tag{3}$$

式中，$\psi_{\mathrm{f}}=(L_{\mathrm{d}}-L_{\mathrm{q}})i_{\mathrm{d}}+\psi_{\mathrm{m}}$，定义 ψ_{f} 为线性磁链；θ_{re} 为电机转子位置；u_{α}，u_{β}，i_{α}，i_{β} 为静止坐标系下的电压和电流。对于 SPMSM，$L_{\mathrm{d}}=L_{\mathrm{q}}$，式（2）、式（3）等价于 SPMSM 的数学模型。对于 IPMSM，线性磁链中的 i_{d} 分量，在带宽足够高时，i_{d} 快速收敛到给定值 i_{dref}，保证磁链为线性常值[6]。因此，SPMSM 所使用的方法也可以用在 IPMSM 上。此外，在该模型中，IPMSM 的电感参数只和交轴电感有关，减少了 IPMSM 对直轴电感参数的依赖性。

2.2 滑模观测器的设计

IPMSM 静止坐标系下的状态方程可以表示为

$$p\begin{pmatrix} \boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} \\ \boldsymbol{\psi} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} \\ 0 & \boldsymbol{A}_{22} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \boldsymbol{i}_{\mathrm{s}} \\ \boldsymbol{\psi} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \boldsymbol{B}_1 \\ 0 \end{pmatrix}\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}} \tag{4}$$

式中

$\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}=(i_{\mathrm{s}\alpha},i_{\mathrm{s}\beta})^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{A}_{11}=(-R_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{q}})\boldsymbol{I}$，$\boldsymbol{A}_{12}=(-\omega_{\mathrm{re}}/L_{\mathrm{q}})\boldsymbol{J}$，$\boldsymbol{A}_{22}=\omega_{\mathrm{re}}\boldsymbol{J}$，$\boldsymbol{B}_1=(1/L_{\mathrm{s}})\boldsymbol{I}$，$\boldsymbol{I}=\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$，$\boldsymbol{J}=\begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$。

构建滑模观测器的状态方程为

$$p\begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}} \\ \hat{\boldsymbol{\psi}} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} \\ 0 & \boldsymbol{A}_{22} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \hat{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}} \\ \hat{\boldsymbol{\psi}} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \boldsymbol{B}_1 \\ 0 \end{pmatrix}\boldsymbol{u}_{\mathrm{s}}+\begin{pmatrix} \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{G} \end{pmatrix}u_{\mathrm{smo}} \tag{5}$$

式中，u_{smo} 为滑模面的开关函数；$\boldsymbol{I}$ 为单位矩阵；$\boldsymbol{G}$ 为反馈矩阵。

将式（5）和式（4）相减，得到滑模观测器的误差方程

$$p\begin{pmatrix} \bar{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}} \\ \bar{\boldsymbol{\psi}} \end{pmatrix}=\begin{pmatrix} \boldsymbol{A}_{11} & \boldsymbol{A}_{12} \\ 0 & \boldsymbol{A}_{22} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \bar{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}} \\ \bar{\boldsymbol{\psi}} \end{pmatrix}+\begin{pmatrix} \boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{G} \end{pmatrix}u_{\mathrm{smo}} \tag{6}$$

式中，$\bar{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}=\hat{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}$，$\bar{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{s}}=\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{s}}$。取电流观测误差为滑模面，定义滑模面为：$s=\bar{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}=\hat{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}}$，则滑模面的开关函数

$$u_{\mathrm{smo}}=l_1\boldsymbol{I}\cdot\mathrm{sgn}(\hat{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}-\boldsymbol{i}_{\mathrm{s}})=l_1\boldsymbol{I}\cdot\mathrm{sgn}(\bar{\boldsymbol{i}}_{\mathrm{s}}) \tag{7}$$

式中，$l_1\boldsymbol{I}$ 为滑模增益矩阵；sgn( )为符号函数。根据广义滑模可达条件，将式（6）代入

$$\begin{aligned} &s^{\mathrm{T}}\cdot\dot{s}\leqslant 0 \\ &(-R_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{q}})\bar{i}_{\mathrm{s}\alpha}^2+\bar{i}_{\mathrm{s}\alpha}[(\omega_{\mathrm{re}}/L_{\mathrm{q}})\bar{\psi}_{\mathrm{s}\beta}+l_1\,\mathrm{sgn}(\bar{i}_{\mathrm{s}\alpha})]+ \\ &(-R_{\mathrm{s}}/L_{\mathrm{q}})\bar{i}_{\mathrm{s}\beta}^2+\bar{i}_{\mathrm{s}\beta}[-(\omega_{\mathrm{re}}/L_{\mathrm{q}})\bar{\psi}_{\mathrm{s}\alpha}+l_1\,\mathrm{sgn}(\bar{i}_{\mathrm{s}\beta})]\leqslant 0 \end{aligned} \tag{8}$$

由此，可以选择滑模增益为

$$l_1<\min\left\{\left|(\omega_{\mathrm{re}}/L_{\mathrm{q}})\bar{\psi}_{\mathrm{s}\beta}\right|,-\left|(\omega_{\mathrm{re}}/L_{\mathrm{q}})\bar{\psi}_{\mathrm{s}\alpha}\right|\right\} \tag{9}$$

l_1 取值过大会产生抖振噪声，造成不必要的估

计误差，综合考虑取

$$l_1 = 2\min\left\{-\left|(\omega_{re}/L_q)\bar{\psi}_{s\beta}\right|,-\left|(\omega_{re}/L_q)\bar{\psi}_{s\alpha}\right|\right\} \quad (10)$$

由于滑模开关函数的影响，电机磁链误差中包含抖振信号，为消除抖振信号，通常额外采用低通滤波器。但是低通滤波器的引入会对观测信号的幅值和相位造成影响。因此，滑模函数不直接用来计算转子位置。将 $\dot{s}=s=0$ 代入式（6），得到关于磁链的微分方程

$$\frac{\mathrm{d}\bar{\psi}}{\mathrm{d}t}+(\boldsymbol{G}\boldsymbol{A}_{12}-\boldsymbol{A}_{22})\cdot\bar{\psi}=C_{err} \quad (11)$$

式中，C_{err} 是电机抖振产生的误差，为使 $\bar{\psi}_\alpha,\bar{\psi}_\beta$ 相互解耦，取反馈矩阵 $\boldsymbol{G}=-L_q\boldsymbol{I}+g_1L_q\boldsymbol{J}$，将其代入式（11），得到

$$\frac{\mathrm{d}\bar{\psi}}{\mathrm{d}t}+g_1\omega_{re}\cdot\bar{\psi}=C_{err} \quad (12)$$

由式（12）可以看出，磁链方程本身具备低通滤波的功能，通过恰当选择 g_1 就可以增加磁链收敛速度，滤除高频干扰，因此不需要外加低通滤波器。

2.3　IPMSM 位置与转速预估

磁链中包含转子的位置信号，可以通过反三角函数直接预估转子位置。但是由于滑模开关数字化实现时带来的数字噪声使得这种直接转换方法并不适合在外界电磁噪声比较大的场合。本文采用锁相环（PLL）的方法预估转子的位置和速度。输入误差为

$$E_{rr}=\psi_\beta\cos\hat{\theta}_{re}-\psi_\alpha\sin\hat{\theta}_{re}=\psi_f\sin(\theta_{re}-\hat{\theta}_{re}) \quad (13)$$

式中，E_{rr} 为 PI 调节器误差输入。当实际位置与估算位置比较接近时，$\sin(\theta_{re}-\hat{\theta}_{re})$ 趋近于 $\theta_{re}-\hat{\theta}_{re}$，因此式（13）变为

$$E_{rr}=\psi_f(\theta_{re}-\hat{\theta}_{re}) \quad (14)$$

误差 E_{rr} 通过 PI 调节器得到转速 $\hat{\omega}_{re}$，而转速通过积分得到转子位置 $\hat{\theta}_{re}$，如式（15）和式（16）所示。

$$\hat{\omega}_{re}=\left(k_p+\frac{k_i}{S}\right)E_{rr} \quad (15)$$

$$\hat{\theta}_{re}=\int\hat{\omega}_{re}\mathrm{d}t \quad (16)$$

3　基于场路耦合的 IPMSM 位置预估仿真分析

3.1　IPMSM 磁场模型分析

IPMSM 电机本身为多变量、强耦合系统，在电机运行过程中存在一定的非线性，因此用数学模型搭建的电机模型不能反映出电机实际的非线性状态。而电机电磁场设计通过二维电磁场分析模块 Maxwell 2D 建立的永磁电机二维电磁模型可以分析电机齿槽效应、涡流损耗、铁心饱和等非线性因素对电机性能的影响，从而保证仿真系统中电机建模的准确性。因此必须建立 IPMSM 电机电磁场模型作为位置预估仿真分析的基础。

在场路耦合法分析中，首先将某一计算时间步长内，通过有限元电磁场分析得到电机电流反馈信号送入滑模观测器中，得到位置和转速信号。将信号变换处理后送到速度环和电流环调节器，经过 SVPWM，得到脉宽调制信号，然后经过 IGBT 模块的放大得到电机端部电压，传递到电磁模型中作为激励信号。经过有限元电磁场分析得到此时电机的转矩和电流响应，再实时传递到控制系统中作为下一个计算时间步长的反馈信号，进而分析出在整个仿真周期内 IPMSM 位置预估系统的性能。

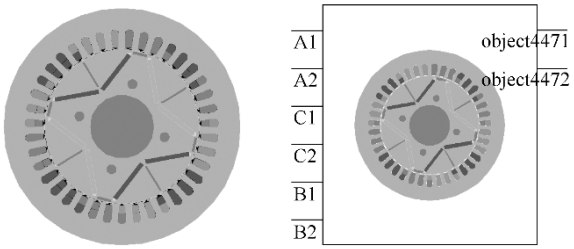
将 Maxwell 2D 建立永磁电机的二维电磁分析模型，和控制系统仿真模块 Simplorer 建立连接，建立主电路及控制策略模型，进而建立基于 Maxwell 2D 和 Simplorer 的场路耦合协同仿真，实现对转子位置预估算法的研究。

基于场路耦合法设计的实验电机参数见表 1。永磁电机二维磁场模型如图 1a 所示，Simplorer 控制软件中生成的仿真模型如图 1b 所示。电机磁场模型的引出线包含电机 6 根引出端及 2 根状态输出端。

表 1　样机参数

Tab.1　Motor parameters

额定功率/kW	额定电压/V	额定电流/A	额定转速/（r·min^{-1}）	极对数
18.5	380	32	1500	2
额定转矩/（N·m）	**定子电阻/Ω**	**直轴电感/mH**	**交轴电感/mH**	**气隙磁通/Wb**
118	0.156	5.6	16.5	0.9



（a）永磁电机二维模型 （b）Simplorer 中生成的模型

图 1 场路耦合法的磁场模型

Fig.1 The IPMSM model with field circuit coupled method

3.2 场路耦合下的控制系统模型

无位置传感矢量控制系统的原理如图 2 所示。其中预估转速与位置的 SMO 算法如式（5）、式（15）、式（16）所示。图 3 为其相应的基于场路耦合模式下的仿真系统框图。将电机外接成星 形联结，电机的状态输出端外接额定负载。另外，需要注意的是磁场模型不提 供相电阻和漏电感，因此需将其外接。主电路采用三相半桥驱动，驱动器件采用分离的 IGBT 模块，为简化驱动电路，省去不控整流部分电路，直接取直流母线电压 535V。外加负载激励随转速线性变化，当速度到达额定转速 1500r/min 时，外加负载达到额定负载 118N·m。

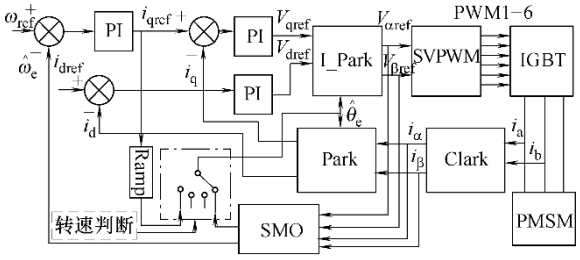


图 2 IPMSM 驱动控制系统原理框图

Fig.2 The diagram of PMSM drive system

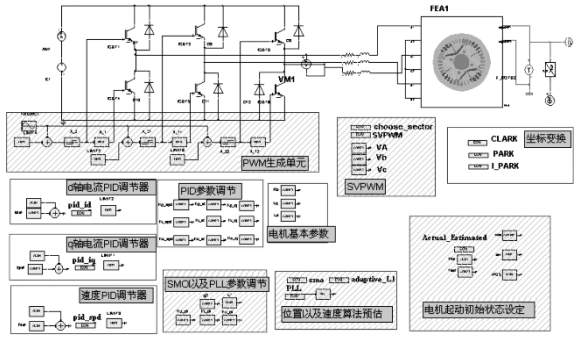


图 3 场路耦合下的无位置矢量控制仿真系统

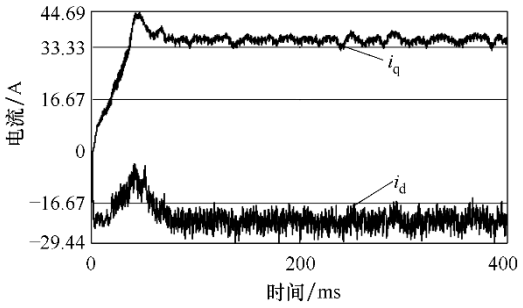
Fig.3 Sensorless vector control simulation system using field-circuit coupled way

在实际实现控制算法时，采用的是 TI 公司的高性能 DSP——TMS320F2808，为了能最大限度将仿真算法和实际软件算法保持一致，场路耦合模式下的控制算法采用和实际软件编程一致的计算时间以及参数定标。 设定电流环带宽 400Hz，速度环带宽

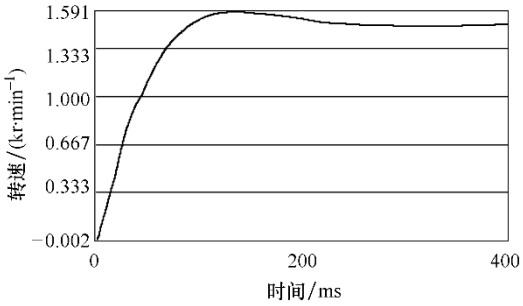
50Hz，PLL 带宽为 200Hz。具体实现见表 2。

3.3　IPMSM 位置预估仿真分析

基于电机的二维电磁场分析模型和控制系统电路模型，即可实现场路耦合法的求解，以精确分析 IPMSM 无位置传感矢量控制系统。图 4 为电机空载起动，随着转速升高逐渐加大负载，直至额定转速和额定转矩的仿真结果。其中，图 4a 为交直轴电流波形，为了输出最大转矩，i_d 保持为负值；图 4b 为从起动到额定转速时的速度波形，速度波形从电机电磁模型中得到；图 4c 为预估的磁链波形；图 4d 为实际与预估位置波形以及它们之间的误差，其中转子位置估算值为滑模观测器计算得到，实际值是电机电磁模型中的转子位置。 实际位置和预估位置之间的角度偏差为 3.8° 电角度；图 4e 为电机定子铁心磁场分布。



（a）i_d、i_q

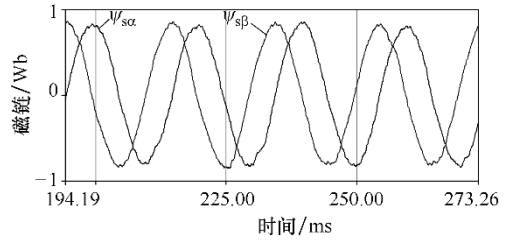


（b）转速

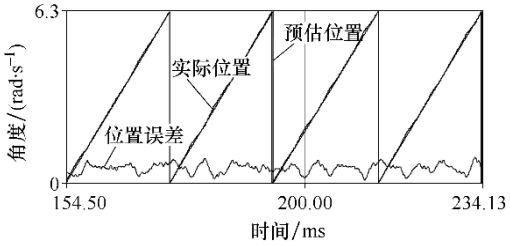
表 2　控制系统仿真和软件实现对比

Tab.2　Motor parameters

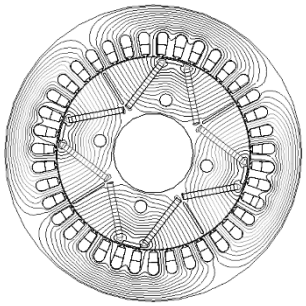
功能	数值	Simplorer 仿真实现	TI 软件实现
软件执行时间	采用频率设为 8kHz	在 PWM 发生单元的上升沿发出软件计算使能信号	PWM 中断周期
PID 调节器	i_d 单峰值 30A，i_q 单峰值 80A，n 单峰值 1500r/min	根据软件计算时间来确定 PI 参数（包含 anti-windup 功能），数值与实际软件编程一致	PI 模块参数根据带宽和中断周期设定（包含 anti- windup 功能）
SMO 观测器	预估转速设定在 ±1 之间；预估位置设定在 ±1 之间	根据软件计算时间来确定预估位置和转速	根据中断周期，采用后向差分法来确定预估转速和位置
A/D 采样	相电流单峰值 112.5A 对应数字 1；转速 1500r/min 对应数字 1	根据软件定标，直接确定反馈系数，数值与实际软件编程一致	根据软件定标，确定 A/D 采样量程范围，然后确定反馈系数



（c）预估磁链



（d）实际与预估位置波形以及它们之间的误差



（e）电机内部磁力线分布图

图 4　基于场路耦合法的仿真结果

Fig.4　Simulation results with field curcuit coupled method

4 实验研究

为验证位置预估算法的可行性和有效性， 搭建 IPMSM 实验平台，如图 5 所示。为对比位置预估效果，同轴连接旋转变压器， 通过实测波形与估算波形的比较来验证实验结果的正确性。

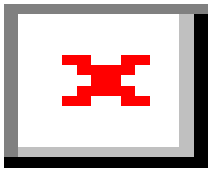


图 5 IPMSM 实验平台

Fig.5 The experiments of IPMSM

图 6 给出电机空载起动到达 额定转速和额定转矩时的转速、交直轴电流波形；图 7 给出电机稳态运行时的实际位置、预估位置以及实际位置和预估位置之间的角度差。当位置切换时，实际位置和预估位置之间的角度偏差为 4.7° 电角度。图 8 给出了在额定工作点下的预估位置以及预估的磁链波形。可以看出在稳态时，电机运行平稳可靠。

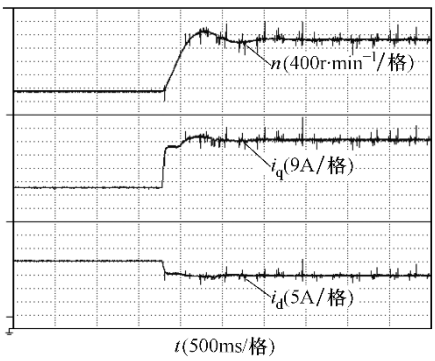


图 6 电机从起动到额定状态下的转速、交直轴电流波形

Fig.6 Waveforms of n, i_d and i_q from started to rated state

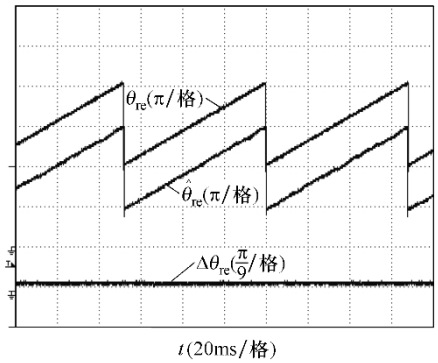


图 7 电机稳态时实际位置、预估位置以及角度误差波形

Fig.7 Waveforms of actual and estimated position and its error in steady state

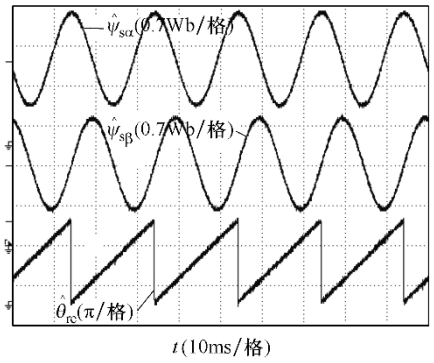


图 8 额定状态下的预估磁链以及位置波形

Fig.8 Waveforms of estimated flux and position in the rated state

5 结论

本文对基于线性磁链的 IPMSM 位置检测技术进行分析，得出以下结论：

（1）以线性磁链的 IPMSM 数学模型为基础，以电流和磁链为变量建立四阶状态方程，通过电流观测误差构建滑模平面来建立滑模观测器，滑模抖振信号可以通过磁链方程自身来滤除，消除了额外添加低通滤波器对磁链的幅值相位的影响。

（2）对估算的磁链采用锁相环的方法得到转子速度和位置， 解决了转子位置、速度估算不准确以及易受外界电磁干扰影响的问题。

（3）建立场路耦合的一体化仿真系统，精确地反映了 IPMSM 与控制系统的相互耦合特性， 并建立全数字无位置 IPMSM 矢量控制系统实验平台，从仿真和实验两方面验证了该方案的可行性。

参考文献

[1] Bolognani S, Oboe R, Zigliotto M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position[J]. IEEE Trans. on Ind. Electronics, 1999, 46(1): 184-191.

[2] Zhiqian C, Mutuwo T, Shinji D, et al. New adaptive sliding observers for position and velocity-sensorless controls of brushless DC motors[J]. IEEE Trans. on Ind. Electronics, 2000, 47(3): 582-591.

[3] Morimoto S, Kawamoto K, Sanada M, et al. Sensorless control strategy for salient-pole PMSM

based on extended EMF in rotating reference frame[J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 2002, 38(4): 1054-1061.

[4] Chanhee C, Julki S. Compensation of zero-current clamping effects in high-frequency-signal-injection-based sensorless PM motor drives[J]. IEEE Trans. on Ind. Appl., 2007, 43(5): 1258-1265.

[5] Chan T F, Wang W, Borsje P, et al. Sensorless permanent-magnet synchronous motor drive using a reduced-order rotor flux observer[J]. IET Electr. Power. Appl., 2008, 2(2): 88-98.

[6] Hasegawa M, Matsui K. Position sensorless control for interior permanent magnet synchronous motor using adaptive flux observer with inductance identification[J]. IET Electr. Power. Appl., 2009, 3(3): 209-217.

[7] 年珩, 贺益康, 黄雷. 永磁同步电机无位置传感器运行场路耦合分析 [J]. 中国电机工程学报 , 2008, 28(18): 104-109.
Nian Heng, He Yikang, Huang Lei. Position sensorless operation of PMSM using the field-circuit coupled solution[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(18): 104-109.

作者简介:刘家曦　男，1980 年生，博士研究生，研究方向为永磁同步电机伺服控制系统。 杨贵杰　男，1965 年生，教授，博士生导师，研究方向 一体化电机驱动控制系统。