基于线性磁链的 IPMSM 位置预估算法

刘家曦[1],杨贵杰[1],李铁才[2]

(1. 哈尔滨工业大学 电磁驱动与控制研究所,150001 哈尔滨,liujiaxi_hit@163.com;
2. 深圳航天科技创新研究院,518028 深圳)

摘 要:为了提高内嵌式永磁同步电机(IPMSM)位置预估的估算精度,基于线性磁链的 IPMSM 模型,用电流观测误差构建滑模平面建立滑模观测器,预估转子位置和速度.定量分析定子电阻和交直轴电感对预估转子位置的影响.针对电机参数摄动对预估位置精度的影响,构造 Lyapunov 函数辩识定子电阻、交轴电感.实验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;线性磁链

中图分类号:TM351 **文献标志码**:A **文章编号**:0367-6234(2011)06-0081-05

IPMSM rotor position estimation based on linear flux

LIU Jia-xi[1], YANG Gui-jie[1], LI Tie-cai[2]

(1. Electromagnetic Driving & Control Lab, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China,
liujiaxi_hit@163.com; 2. Shenzhen Academy of Aerospace Technology, 518028 Shenzhen, China)

Abstract: To improve the precision of estimated rotor angle for the interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), this paper presents a novel model based on the linear flux. The rotor position and speed is estimated by the sliding mode observer (SMO) via the current error between the actual current and the estimated current. The effect of stator resistor and inductance on the estimated rotor angle is analyzed quantitatively, and to reduce the effect, Lyapunov function is established to identify stator resistor and inductance. The experimental result shows the validity and reliability of this algorithm.

Key words: interior permanent magnet synchronous motor; sensorless control; linear flux

由于无位置传感技术可以减小电机系统体积,增加可靠性,因而受到广泛关注.目前内嵌式永磁同步电机(IPMSM)的无位置传感技术主要分2类:(1)利用电机自身结构特点的信号注入法[1].这类方法在低速及零速时预估效果好,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)利用反电势或磁链估算转子的磁极位置[2-5].该类方法适用范围广,高速效果好,但对电机参数摄动比较敏感.随着现代控制理论的发展,新型观测器[2,4-5]以及改进的电机数学模型[3-5]的提出,使得无位置预估的鲁棒性提高,参数性能变好.

本文基于线性磁链的 IPMSM 模型,用电流观测误差构建滑模平面预估转子位置.定量分析定子电阻和电感误差对预估转子位置的影响,构造 Lyapunov 函数,对定子电阻和交轴电感做参数辨识,以提高转子位置预估的精度.实验结果验证了方法的正确性,同时也表明该方法鲁棒性好,易于工程实现.

1 PMSM 线性磁链模型

由于凸极效应的存在,IPMSM 在静止坐标系下数学模型中的电感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[2,5-6].

IPMSM 在转子坐标系下的数学模型为

收稿日期:2009-12-21.
作者简介:刘家曦(1980—),男,博士研究生;
杨贵杰(1965—),男,教授,博士生导师;
李铁才(1950—),男,教授,博士生导师.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathrm{p}L_d & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_d & R_s + \mathrm{p}L_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\psi_m \end{bmatrix}. \tag{1}$$

式中：R_s, L_q, L_d, ψ_m 为定子相电阻、交直轴电感以及气隙磁通；p 为微分算子，$i_d, i_q, u_d, u_q, \omega_{re}$ 为 dq 轴电流、电压以及同步转速，将式(1)变换成式(2)[6].

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathrm{p}L_q & -\omega_{re}L_q \\ \omega_{re}L_q & R_s + \mathrm{p}L_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d - L_q)\mathrm{p}i_d \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{re}\{(L_d - L_q)i_d + \psi_m\} \end{bmatrix}. \tag{2}$$

将式(2)转换到静止坐标系，得到方程(3).

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathrm{p}L_q & 0 \\ 0 & R_s + \mathrm{p}L_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + (L_d - L_q)\mathrm{p}i_d\begin{bmatrix} \cos\theta_{re} \\ \sin\theta_{re} \end{bmatrix} + \omega_{re}\{(L_d - L_q)i_d + \psi_m\}\begin{bmatrix} -\sin\theta_{re} \\ \cos\theta_{re} \end{bmatrix}. \tag{3}$$

式中 θ_{re} 为电机转子位置. 在原有数学模型基础上做如下假设：(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，响应快[7].

对式(3)的电机模型做变换，得到 IPMSM 电机的新模型[5]

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \mathrm{p}L_q & 0 \\ 0 & R_s + \mathrm{p}L_q \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \mathrm{p}\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix}, \tag{4}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = [(L_d - L_q)\cdot i_d + \psi_m]\cdot\begin{bmatrix} \cos\theta_{re} \\ \sin\theta_{re} \end{bmatrix}, \tag{5}$$

$$\psi_f = (L_d - L_q)\cdot i_d + \psi_m. \tag{6}$$

其中，式(6)为线性磁链幅值. 定义 ψ_f 为线性磁链. 对于 IPMSM，式(6)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}，保证线性磁链为常值，此时模型可以等价于 SPMSM 的数学模型.

2 滑模观测器设计及位置和转速预估

上节论述，可将 IPMSM 像 SPMSM 的方法一样处理，定义 $\boldsymbol{x} = [i, \psi]^{\mathrm{T}}$，令 $u = u_\alpha + \mathrm{j}u_\beta$，$i = i_\alpha + \mathrm{j}i_\beta$，$\psi = \psi_\alpha + \mathrm{j}\psi_\beta$，在静止坐标系下，以电流、磁链为变量，构建的状态方程[2]

$$\mathrm{p}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x} + \boldsymbol{B}u, \tag{7}$$

$$i = \boldsymbol{C}_1\boldsymbol{x}. \tag{8}$$

其中

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_q & -\mathrm{j}\omega_{re}/L_q \\ 0 & \mathrm{j}\omega_{re} \end{bmatrix},$$

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 1/L_q \\ 0 \end{bmatrix}, \boldsymbol{C}_1 = [1 \quad 0].$$

考虑定子电阻、交轴电感误差，建立滑模观测器为

$$\mathrm{p}\hat{x} = \hat{\boldsymbol{A}}\hat{x} + \hat{\boldsymbol{B}}u + \boldsymbol{K}, \tag{9}$$

$$\hat{\boldsymbol{i}} = \boldsymbol{C}_1\hat{x}, \tag{10}$$

$$\hat{\psi} = \boldsymbol{C}_2\hat{x}, \tag{11}$$

$$\boldsymbol{K} = \boldsymbol{C}\cdot l_1\cdot\mathrm{sgn}[\boldsymbol{C}_1(\hat{x} - x)]. \tag{12}$$

式中：$\boldsymbol{K}$ 为滑模开关函数，$\boldsymbol{l}_1$ 为滑模增益，$\boldsymbol{C}_2 = [0 \quad 1]$，$\boldsymbol{C} = [1 \quad c_3]^{\mathrm{T}}$，$c_3$ 为常数，$\hat{\boldsymbol{A}} = \begin{bmatrix} -\hat{R}_s/\hat{L}_q & -\mathrm{j}\omega_{re}/\hat{L}_q \\ 0 & \mathrm{j}\omega_{re} \end{bmatrix}$，$\hat{\boldsymbol{B}} = \begin{bmatrix} 1/\hat{L}_q \\ 0 \end{bmatrix}$.

取电流观测误差为滑模面，定义滑模面为：$s = \bar{i} = C_1\bar{x} = C_1(\hat{x} - x) = 0$. 式(9)、(10)和(7)、(8)相减，得到滑模观测器误差方程：

$$\mathrm{p}\bar{x} = \boldsymbol{A}\bar{x} + \boldsymbol{K} + \boldsymbol{E}, \tag{13}$$

$$\bar{i} = \boldsymbol{C}_1\bar{x}, \tag{14}$$

$$\boldsymbol{E} = \Delta\boldsymbol{A}\cdot\hat{x} + \Delta\boldsymbol{B}\cdot u. \tag{15}$$

式中 $\boldsymbol{E}$ 为交轴电感和定子电阻带来的误差.

$$\Delta\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} \dfrac{\Delta L_q R_s - L_q\Delta R_s}{\hat{L}_q L_q} & \mathrm{j}\dfrac{\Delta L_q\omega_{re}}{\hat{L}_q L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\Delta\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \dfrac{-\Delta L_q}{\hat{L}_q L_q} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}},$$

$$\Delta L_q = \hat{L}_q - L_q, \Delta R_s = \hat{R}_s - R_s.$$

磁链 ψ 中包含转子的位置信息，可以采用锁相环(PLL)的方法预估转子的位置和速度. 输入误差如式(16)所示.

$$E_{rr} = \psi_\beta\cos(\hat{\theta}_{re}) - \psi_\alpha\sin(\hat{\theta}_{re}) = \psi_f\sin(\theta_{re} - \hat{\theta}_{re}). \tag{16}$$

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(16)变为

$$E_{rr} = \psi_f(\theta_{re} - \hat{\theta}_{re}). \tag{17}$$

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(18)、(19)所示.

$$\hat{\omega}_{re} = \left(k_p + \frac{k_i}{S}\right)E_{rr}, \tag{18}$$

$$\hat{\theta}_{re} = \int\hat{\omega}_{re}\mathrm{d}t. \tag{19}$$

3 参数变化的影响

由式(15)可以看出，定子电阻和电感对磁链

误差有一定的影响,当磁链误差过大时,会对预估角度产生偏差,从而造成无位置矢量控制系统的不稳定[5]. 因此对电阻和电感变化而产生的预估角度偏差作定量分析. 采用的实验电机参数见表 1.

表 1　样机参数

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	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
18.5	380	32	1500	2	118	0.156	5.6	16.5	0.9

3.1　定子电阻误差分析

当观测器进入滑动模态后,$\dot{\bar{i}} = \bar{i} = 0$, 当只有定子电阻发生变化时,式(13)中磁链误差的稳态解为

$$\bar{\psi}_R = \mathrm{j} \cdot \frac{\Delta R_s}{\omega_{re}} i. \tag{20}$$

可以看出, $\bar{\psi}_R$ 和 i 是垂直关系. 对于 IPMSM,当采用 $i_d = 0$ 的控制策略时,电流和磁链保持垂直关系,因此磁链相位并不发生变化. 当追求最大力矩输出而采用最大转矩/电流控制策略时, i_d 始终为负. 设电流超前角度为 φ_i ,此时电流和磁链之间的角度为 $\varphi_i + \pi/2$,如图 1a) 所示,由图 1a) 中 i 与 ψ 的关系,确定滞后角 $\Delta\theta$.

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{-\Delta R_s \mid i_s \mid \sin(\varphi_i)}{\omega_{re}\psi_f}\right) = \arcsin\left(\frac{\Delta R_s}{\omega_{re}\left((L_d - L_q) + \dfrac{\psi_m}{i_d}\right)}\right). \tag{21}$$

可知,最大转矩/电流控制策略下,角度误差 $\Delta\theta$ 主要和电机转速 ω_{re}、直轴电流 i_d 以及电阻变化 ΔR_s 有关. 不同电阻误差下,角度偏差和电机转速、直轴电流之间的关系见图 2.

根据实验电机的电阻率可知,当电机温度在 −35 ~65 ℃变化时,电阻在 $0.8R_s \sim 1.2R_s$ 之间变化. 此外,考虑电阻增加一倍的极限情况,得到电阻变化时($0.8R_s$,$1.2R_s$,$2R_s$)的转子位置偏差曲面. 图 2 中的 x 轴为 i_d 的标幺值, y 轴为 ω_{re}, z 轴为 $\Delta\theta$,零平面代表电阻无偏差时的基准平面.

由图 2 可以看出,在同一平面内,转速越低,直轴电流越大,角度误差越大. 在不同平面,电阻误差越大,偏差角度越大. 在由正常温度引起的位置误差范围为 −3.3 ~3.1°,在电阻增加一倍时,位置最大误差为 13.2°.

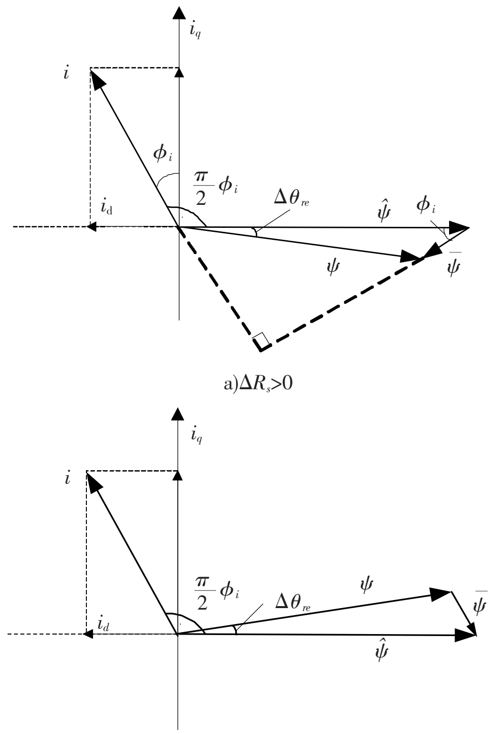
3.2　电感误差分析

参照上节分析,当只有交轴电感发生变化时,方程(13)中的磁链误差的稳态解为

$$\bar{\psi}_L = -\Delta L_q \cdot i_s. \tag{22}$$

可以看出, $\bar{\psi}$ 和 i 是平行关系. 在最大转矩/电流控制策略下,设电流超前角度为 φ_i ,电流和磁链之间的角度为 $\varphi_i + \pi/2$,如图 1b) 所示. 由图 1b) 中 i 与 ψ 的关系,确定滞后角 $\Delta\theta$.

$$\Delta\theta = \arcsin\left(\frac{-\Delta L_q \mid i_s \mid \cos\varphi_i}{\psi_f}\right) = \arcsin\left(\frac{-\Delta L_q i_q}{(L_d - L_q) \cdot i_d + \psi_m}\right). \tag{23}$$



a)ΔR_s>0

b)ΔL_q>0

图 1　ΔR_s,ΔL_q >0 时的转子位置偏差

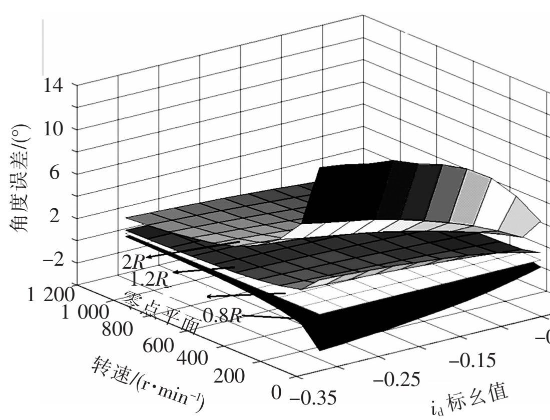


图 2　不同电阻误差下的转子位置偏差

由式(23)可知,在最大转矩/电流控制策略下,由于 i_d 的存在,直轴电感变化对预估角度偏差也有一定影响,因此对在直轴电感变为实际值 70% 的情况下,对角度误差做同样分析,并将得到的角度误差和 100% 直轴电感情况下的角度误差

相减,得到直轴电感变化对角度误差的影响,如图3所示.图3中 x 轴为 L_q 误差的标幺值, y 轴为 i_q 的标幺值, z 轴为角度误差 $\Delta\theta$.可以看出,当直轴电感为实际值的70%时,引起的角度误差范围在 $-0.11 \sim 0.05°$ 之间波动.因此可以认为,直轴电感对角度误差影响极小.

根据式(23)和图3的分析,引起角度偏差 $\Delta\theta$ 的主要因素是交轴电感偏差 ΔL_q 和交轴电流 i_q .它们之间的关系如图4所示.图4中 x 轴为 i_q 的标幺值, y 轴为 L_q 误差的标幺值, z 轴为角度误差 $\Delta\theta$.

从图4中可以看出,当空载时,即使电感增加1倍,最大的滞后角度为0.15°,当负载增大到额定负载时,最大的滞后角度变成20.8°.因此可知,在交轴电感产生变化时,负载对滞后角度有很大的影响.

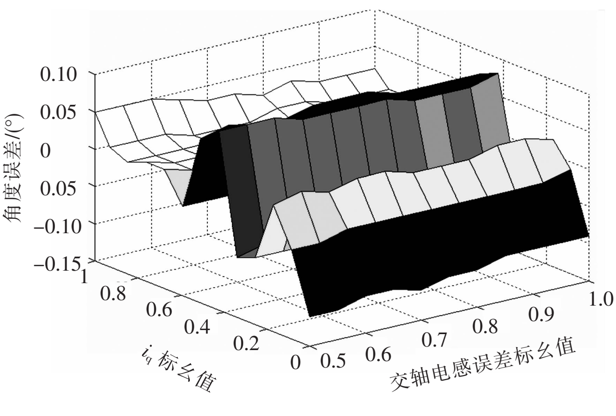


图3　直轴电感变化时对角度偏差的影响

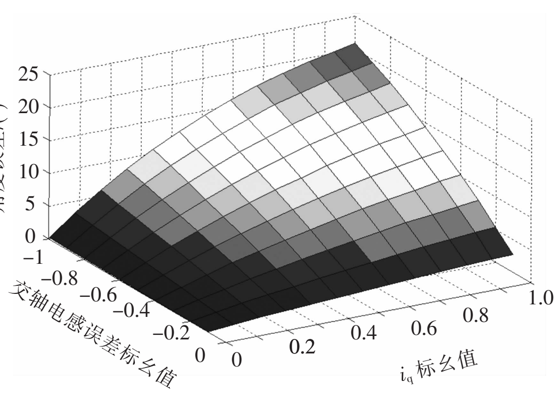


图4 电感参数变化的转子位置误差

4　定子电阻、交轴电感的参数辨识及滑模增益的确定

为减少定子电阻和交轴电感误差对转子位置精度的影响,对定子电阻和交轴电感做参数辨识,构造的Lyapunov函数如式(24)所示.

$$V = \frac{s^{\mathrm{T}}\cdot s}{2} + \frac{(\hat R_s - R_s)^2}{2} + \frac{(\hat L_q - L_q)^2}{2}, \tag{24}$$

对式(24)微分,得到式(25).

$$\dot V = s^{\mathrm{T}}\cdot\dot s + \Delta R_s\cdot\dot{\hat R}_s + \Delta L_q\cdot\dot{\hat R}_q. \tag{25}$$

将式(13)、(14)代入式(25)中,得

$$\dot V = s^{\mathrm{T}}\cdot C_1(A\bar x + K + \Delta A\cdot\hat x + \Delta B\cdot u) + \Delta R_s\cdot\dot{\hat R}_s + \Delta L_q\cdot\dot{\hat L}_q. \tag{26}$$

为保证Lyapunov函数的收敛性,须使 $\dot V < 0$,将具体数值展开,并将式(26)分成3部分.

$$s^{\mathrm{T}}\left(-\frac{1}{\hat L_q}(R_s\bar i + \mathrm{j}\omega_{re}\bar\psi) + C_1K\right) < 0, \tag{27a}$$

$$s^{\mathrm{T}}\cdot\frac{-\Delta R_s}{\hat L_q}\cdot\hat i + \Delta R_s\cdot\dot{\hat R}_s = 0, \tag{27b}$$

$$s^{\mathrm{T}}\cdot\frac{\Delta L_q}{L_q\hat L_q}\cdot(R_s i + \mathrm{j}\omega_{re}\psi - u) + \Delta L_q\cdot\dot{\hat L}_q = 0. \tag{27c}$$

由此可知,当式(27a)、(27b)、(27c)同时满足时,就可以保证Lyapunov函数收敛.由式(27b)可以得到定子电阻预估值.

$$\hat R_s = \int\frac{1}{\hat L_q}Re(\bar{\bar i}\cdot\hat i)\,\mathrm{d}t. \tag{28}$$

式中 $\bar{\bar i}$ 为 $\bar i$ 的共轭复数.在交轴电感预估时,需要知道 u、ω_{re}、ψ 等参数,因此,交轴电感辨识的正确性很大程度上依赖这些参数,为了减少对上述参数的依赖,结合式(7),得到交轴电感辨识的新形式.

$$\hat L_q = \sqrt{\int 2\cdot\bar{\bar i}\cdot(pi)\,\mathrm{d}t}. \tag{29}$$

图5给出了定子电感和交轴电感的参数辨识原理框图.

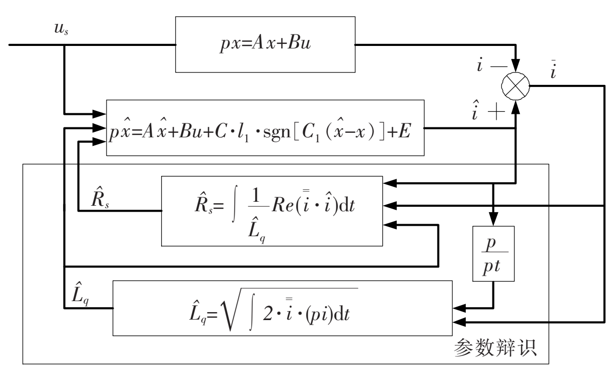


图5　定子电阻、交轴电感参数辨识原理图

将式(27a)展开,得到滑模观测器增益,

$$(-R_s/L_q)\bar i_\alpha^2 + \bar i_\alpha[(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_{s\beta} + l_1\mathrm{sgn}(\bar i_\alpha)] + (-R_s/L_q)\bar i_\beta^2 + \bar i_\beta[-(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_{s\alpha} + l_1\mathrm{sgn}(\bar i_\beta)] < 0, \tag{30}$$

$$l_1 < \min\{-|(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_\beta|, -|-(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_\alpha|\}. \tag{31}$$

l_1 取值过大会产生抖振噪声,综合考虑取,$l_1 = 2\cdot\min\{-\{|(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_\beta|, -|-(\omega_{re}/L_q)\bar\psi_\alpha|\}$.

5　实验研究

图 6 给出了实验系统原理图. 控制算法用 TI 公司的 DSP—TMS320F2808 的来实现,PWM 中断周期为 10 kHz. 驱动部分采用 IPM 模块,电流检测采用 HALL 传感器. 为对比预估效果,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.

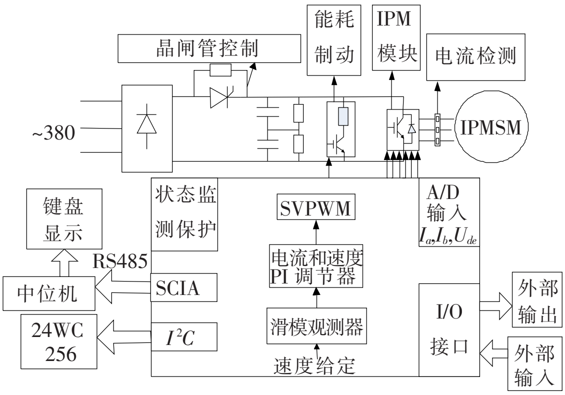
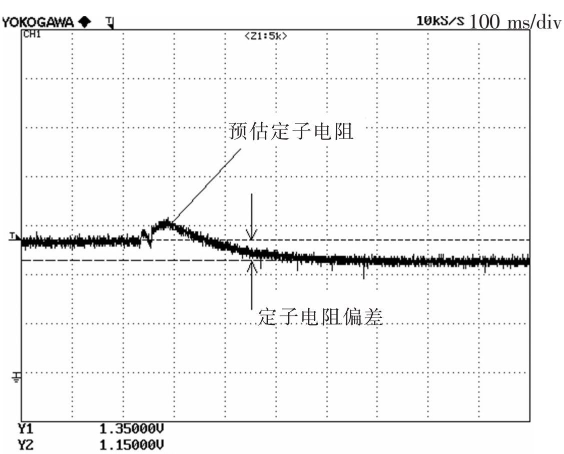
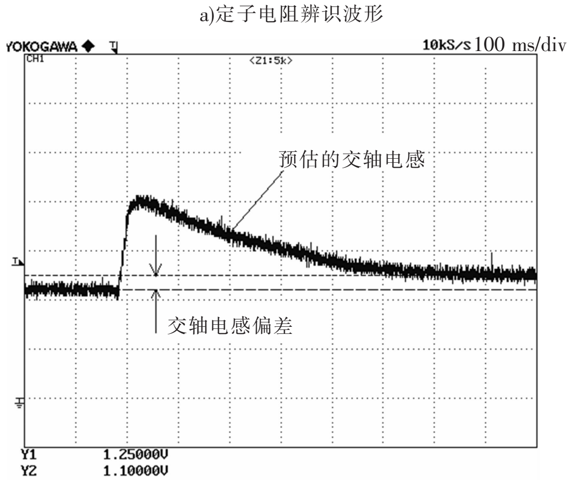


图 6　实验系统原理

图 7 给出辨识的定子电阻和交轴电感预估波形. 假定初始状态下的定子电阻为实际值的1.2倍、初始状态下的交轴电感为实际交轴电感的 0.8 倍,在图 7a)中,假设只有定子电阻发生变化,在参数辨识模式下,辨识出的定子电阻快速跟踪到实际的定子电阻值,收敛时间在 0.4 s 左右;在图 7b)中,假设只有交轴电感发生变化,在参数辨识模式下,交轴电感的辨识值收敛到实际值,收敛时间在 0.6 s 左右,相对于定子电阻的收敛时间来说,交轴电感的收敛时间要稍微长一些,这是由电感的预估算法相对复杂,占用计算时间较长造成的,但总体收敛时间还是能够满足位置预估的实时性. 图 8a)给出电机在 450 r/min,100 N · m状态下,无参数辨识的转子实际位置和预估位置以及它们之间位置差的波形,稳态时候的误差为 7.3°. 图 8b)给出电机在 450 r/min,100 N · m状态下,参数辨识时的转子预估位置以及位置差的波形,稳态误差为 3.8°. 对比发现,使用参数辨识的方法可以有效减少角度位置偏差,提高位置预估的精度.

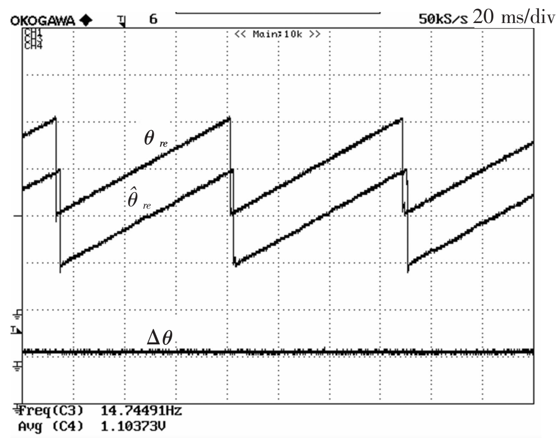


a)定子电阻辨识波形

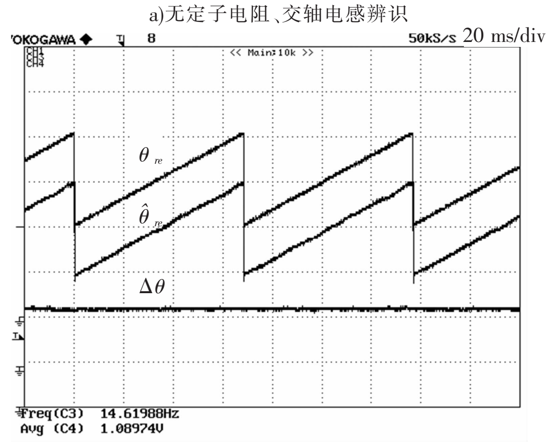


b)交轴电感辨识波形

图 7　定子电阻和交轴电感辨识波形



a)无定子电阻、交轴电感辨识



b)定子电阻、交轴电感辨识

图 8　转子实际位置、预估位置及其误差波形

6　结　论

1)基于线性磁链的 IPMSM 数学模型,以电流

(下转第 140 页)