DOI: 10.7641/CTA.2018.70573

基于状态观测器的表贴式永磁同步电机谐波参数辨识

魏海峰†,韦汉培,张 懿

(江苏科技大学 电子信息学院, 江苏 镇江 212000; 江苏开璇智能科技有限公司, 江苏 苏州 215000)

摘要:建立了考虑转子永磁体磁链和定子电感谐波分量的表贴式永磁同步电机数学模型,对其进行简化分析处理.基于理论分析法,对三相反电势(counter electromagnetic force, EMF)测量值进行快速傅立叶变换(fast Fourier transformation, FFT)分析,得到三相反电势谐波分量,用以计算dq轴上的转子磁链6次和12次谐波分量幅值;在此基础 上,设计基于Lyapunov稳定性理论的状态观测器对dq轴上的定子自感和互感6次谐波分量幅值进行辨识.实验结果 验证了本文谐波参数辨识算法的有效性和实用性.

关键词:永磁同步电机;状态观测器;谐波参数辨识;Lyapunov

引用格式:魏海峰,韦汉培,张懿.基于状态观测器的表贴式永磁同步电机谐波参数辨识.控制理论与应用,2018,35(7):988-993

中图分类号: TP273 文献标识码: A

Harmonic parameters identification of surface mounted permanent magnet synchronous motor based on state observer

WEI Hai-feng[†], WEI Han-pei, ZHANG Yi

(College of Electronics and Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang Jiangsu 212000, China; Jiangsu Kai Xuan Intelligent Technology Co., Ltd, Suzhou Jiangsu 215000, China)

Abstract: Mathematical model of surface mounted permanent magnet synchronous motor considering the harmonic component of permanent magnet flux and stator inductance is established, then it is simplified. Based on the theoretical analysis method, three-phase counter electromagnetic force (EMF) measurement is analyzed by fast Fourier transformation (FFT), and the harmonic component of three-phase counter EMF is obtained. Then it is used to calculate the sixth and twelfth harmonic component of rotor flux on dq axis. On this basis, a state observer based on Lyapunov stability theory is designed to identify the sixth harmonics of stator self inductance and mutual inductance on dq axis. Experimental results verify the effectiveness and practicability of the harmonic parameters identification algorithm in this paper.

Key words: permanent magnet synchronous motor; state observer; harmonic parameters identification; Lyapunov

Citation: WEI Haifeng, WEI Hanpei, ZHANG Yi. Harmonic parameters identification of surface mounted permanent magnet synchronous motor based on state observer. *Control Theroy & Applications*, 2018, 35(7): 988 – 993

1 引言(Introduction)

传统永磁同步电机交流伺服系统基于线性模型设计,控制器未考虑非线性谐波参数的影响.在一些性能要求较高的场合,非线性谐波参数的存在会使得相关算法数据采样存在一定的谐波扰动,影响整个闭环控制系统的动态品质.如文献[1]中指出,永磁同步电机电感谐波参数分量造成电流谐波分量,导致严重的输出转矩脉动.因此,深刻分析永磁同步电机谐波参数对系统控制性能的影响,进一步对相关电机谐波参

数进行辨识具有重要的意义.

对于在基波平面内的电机参数辨识,国内外学者 已对此进行了深入的研究:具体包括最小二乘法^[2]、 自适应法^[3]、Kalman滤波法^[4-5]以及模型参考自适应 法^[6-7]等.文献[8]在保持基波面参考电压不变的情况 下,通过向谐波面内注入相关电压矢量,从中采样相 应的定子电流辨识电机定子电阻以及漏感. Rafaq M S等人在文献[9]中提出了一种可以准确估计定子电阻 和dq轴定子电感的在线识别方法,考虑温度变化和磁

收稿日期: 2017-08-13; 录用日期: 2018-01-05.

[†]通信作者. E-mail: zyi82@126.com; Tel.: +86 13222622689.

本文责任编委: 邹云.

国家自然科学基金项目(61503161), 江苏省产学研前瞻性联合研究项目(BY2016073-01)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (61503161) and the Prospective Joint Research Project of Jiangsu Province (BY201 6073–01).

饱和而引起的电参数变化,采用两种时间尺度方法来 估计电参数,用以实时补偿扩展反电动势观测器的参 数选取.而对于谐波平面内的非线性参数辨识,学者 们更多考虑的为电机的非线性,而对电机的谐波参数 关注较少,如气隙磁场非正弦性造成的转子磁链谐波 分量^[10]以及电感交直轴6次、12次谐波分量^[11]等.如 今大多通过有限元分析法对电机内的磁场进行数值 分析来获取一些谐波面内的非线性参数^[12-14],但其需 借助专业的磁场分析软件,一般为电机设计人员所使 用.Rahimi M等人分析了非线性谐波参数对电机控制 造成的影响,如反电势及电感谐波分量造成电流谐波 加大,产生相应转矩脉动.但其仍没有提出相应的非 线性谐波参数补偿策略,从而避免该不利影响^[15].因 此,有效辨识电机谐波分量不仅有利于对电机设计的 持续改进,也有助于改善电机的控制性能.

综上所述, 在永磁同步电机参数辨识方面, 国内外 大多数研究还仅限于基波平面内的参数辨识, 而对于 谐波平面内的非线性参数辨识尚未见诸多报导. 针对 该问题, 本文构建了转子磁链和定子电感谐波平面内 的永磁同步电机数学模型, 对其进行简化分析处理. 采用三相反电势谐波分量测量法计算dq轴上的转子 磁链谐波分量幅值; 基于Lyapunov稳定性理论设计dq 轴上的定子自感和互感6次谐波参数观测器. 实验结 果验证了所设计观测器的有效性和实用性.

2 谐波参数辨识模型的建立(Establishment of harmonic parameters identification model)

考虑转子磁链密度在气隙中的非正弦分布,对转 子磁链密度 $B_{\rm r}(\theta)$ 进行傅里叶变换^[10]

$$B_{\rm r}(\theta) = \sum_{i=1}^{\infty} B_{2i-1} \cos[(2i-1)\theta], \qquad (1)$$

式中B_{2i-1}为转子磁链密度傅里叶变换系数.

相应地,与u相绕组交链的转子磁链分量为

$$\psi_{m,u}(\theta) = 2kr_{s}l_{s}\sum_{j=1}^{N_{c}}\sum_{i=1}^{\infty}\frac{B_{2i-1}}{2i-1}\sin[(2i-1)\frac{\alpha_{j}}{2}]\cos[(2i-1)\theta] = \psi_{1}\cos\theta + \psi_{3}\cos(3\theta) + \psi_{5}\cos(5\theta) + \cdots,$$
(2)

式中: k, r_s和l_s分别为电机定子线圈系数、半径以及 长度, N_c和 α_i 分别为u相线圈匝数和绕组分布角度.

与三相绕组交链的转子磁链为

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{m,ph}} = \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{m,u}}(\theta) \\ \psi_{\mathrm{m,v}}(\theta) \\ \psi_{\mathrm{m,w}}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{m,u}}(\theta) \\ \psi_{\mathrm{m,u}}(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{\mathrm{m,u}}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}.$$
 (3)

将式(3)三相静止坐标系下的转子磁链变换至dq 旋转坐标系

$$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{m,dq}} = \begin{bmatrix} \psi_{\mathrm{m,d0}} + \psi_{\mathrm{m,d6}} \cos(6\theta) + \cdots \\ \psi_{\mathrm{m,q6}} \sin(6\theta) + \psi_{\mathrm{m,q12}} \sin(12\theta) + \cdots \end{bmatrix},$$
(4)

式中: $\psi_{m,d0} = \psi_1$, $\psi_{m,d6} = \psi_5 + \psi_7$, $\psi_{m,q6} = -\psi_5 + \psi_7$, $\psi_{m,q12} = -\psi_{11} + \psi_{13}$.

u相电机定子绕组自感为[11]

$$L_{s,u}(\theta) = \sum_{i=0}^{\infty} L_{s,2i} \cos(2i\theta) =$$

$$L_{s,0} + L_{s,2} \cos(2\theta) + L_{s,4} \cos(4\theta) + \cdots, \quad (5)$$

式中: $L_{s,2i}$ 为定子绕组自感傅里叶变换系数, 且i = 0, 1, 2, · · · .

相应地, v相和w相电机定子绕组自感为

$$L_{\mathrm{s,v}}(\theta) = L_{\mathrm{s,u}}(\theta - \frac{2\pi}{3}), \ L_{\mathrm{s,w}}(\theta) = L_{\mathrm{s,u}}(\theta + \frac{2\pi}{3}).$$

将三相静止坐标系下的定子电压变换至dq旋转坐标系,得到dq旋转坐标系下的定子绕组电感为

$$\begin{cases} L_{\rm s,d} = L_{\rm dd0} + L_{\rm dd6}\cos(6\theta) + \\ L_{\rm dd12}\cos(12\theta) + \cdots, \\ L_{\rm s,q} = L_{\rm qq0} + L_{\rm qq6}\cos(6\theta) + \\ L_{\rm qq12}\cos(12\theta) + \cdots, \\ L_{\rm m,dq} = L_{\rm dq6}\sin(6\theta) + L_{\rm dq12}\sin(12\theta) + \cdots, \end{cases}$$
(6)

式中: L_{dd0} , L_{qq0} 为基波平面内的dq轴定子自感值; L_{ddn} , L_{qqn} 为n次谐波平面内的dq轴定子自感谐波分 量幅值; L_{dqn} 为n次谐波平面内的dq轴定子互感谐波 分量幅值.

综上所述,结合式(4)和式(6),忽略12次及以上谐 波分量,得到dq旋转坐标系下考虑非线性谐波参数的 永磁同步电机数学模型为

$$\begin{aligned}
u_{d} &= \\
R_{s}i_{d} + L_{dd0}\frac{di_{d}}{dt} - \omega_{e}i_{q}L_{qq0} + L_{dd6}\cos(6\theta)\frac{di_{d}}{dt} + \\
L_{dq6}\sin(6\theta)\frac{di_{q}}{dt} - 6\omega_{e}i_{d}L_{dd6}\sin(6\theta) + \\
6\omega_{e}i_{q}L_{dq6}\cos(6\theta) - \omega_{e}i_{q}L_{qq6}\cos(6\theta) - \\
\omega_{e}i_{d}L_{dq6}\sin(6\theta) + \omega_{e}\psi_{d6}\sin(6\theta), \\
u_{q} &= \\
R_{s}i_{q} + L_{qq0}\frac{di_{q}}{dt} + \omega_{e}i_{d}L_{dd0} + \omega_{e}\psi_{f} + \\
L_{qq6}\cos(6\theta)\frac{di_{q}}{dt} + L_{dq6}\sin(6\theta)\frac{di_{d}}{dt} - \\
6\omega_{e}i_{q}L_{qq6}\sin(6\theta) + 6\omega_{e}i_{d}L_{dq6}\cos(6\theta) + \omega_{e}i_{d}\times \\
L_{dd6}\cos(6\theta) + \omega_{e}i_{q}L_{dq6}\sin(6\theta) + \omega_{e}\psi_{q6}\cos(6\theta), \end{aligned}$$
(7)

 $\vec{\mathbf{x}} \stackrel{\text{tr}}{\mapsto} : \psi_{\rm d6} = -6\psi_{\rm m,d6} - \psi_{\rm m,d6} = -5\psi_5 - 7\psi_7, \, \psi_{\rm q6} = \psi_{\rm m,d6} + 6\psi_{\rm m,d6} = -5\psi_5 + 7\psi_7.$

989

对于表贴式永磁同步电机,有定子绕组6次谐波面的dq轴自感幅值相等,即 $L_{dd6} = L_{qq6} = L_{s6}$,其与互感幅值不等,即 $L_{dq6} = L_{m6} \neq L_{s6}$,式(7)改写为

$$\begin{cases} u_{\rm d} = \\ R_{\rm s}i_{\rm d} + L_{\rm s0}pi_{\rm d} - \omega_{\rm e}i_{\rm q}L_{\rm s0} + \omega_{\rm e}\psi_{\rm d6}\sin(6\theta) - \\ \omega_{\rm e}i_{\rm q}L_{\rm s6}\cos(6\theta) - \omega_{\rm e}i_{\rm d}L_{\rm m6}\sin(6\theta) - \\ 6\omega_{\rm e}i_{\rm d}L_{\rm s6}\sin(6\theta) + 6\omega_{\rm e}i_{\rm q}L_{\rm m6}\cos(6\theta) + \\ L_{\rm s6}pi_{\rm d}\cos(6\theta) + L_{\rm m6}pi_{\rm q}\sin(6\theta) + \varepsilon_{\rm d}, \\ u_{\rm q} = \\ R_{\rm s}i_{\rm q} + L_{\rm s0}pi_{\rm q} + \omega_{\rm e}i_{\rm d}L_{\rm s0} + \omega_{\rm e}\psi_{\rm f} + \omega_{\rm e}\psi_{\rm q6} \times \\ \cos(6\theta) + \omega_{\rm e}i_{\rm d}L_{\rm s6}\cos(6\theta) + \omega_{\rm e}i_{\rm q}L_{\rm m6}\sin(6\theta) - \\ 6\omega_{\rm e}i_{\rm q}L_{\rm s6}\sin(6\theta) + 6\omega_{\rm e}i_{\rm d}L_{\rm m6}\cos(6\theta) + \\ L_{\rm s6}pi_{\rm q}\cos(6\theta) + L_{\rm m6}pi_{\rm d}\sin(6\theta) + \varepsilon_{\rm q}, \end{cases}$$

$$(8)$$

式中:
$$\varepsilon_{d}$$
和 $\varepsilon_{q}为dq轴上的高次谐波和高频噪声分量.$

根据式(8),将考虑谐波分量的永磁同步电机数学 模型分解为3部分:

1) 基波平面内的电压分量

$$\begin{cases} u_{d1} = R_{s}i_{d} + L_{s0}pi_{d} - \omega_{e}i_{q}L_{s0}, \\ u_{q1} = R_{s}i_{q} + L_{s0}pi_{q} + \omega_{e}i_{d}L_{s0} + \omega_{e}\psi_{f}. \end{cases}$$
(9)

2) 谐波平面内的转子磁链谐波电压分量

$$\begin{cases} u_{d2} = \omega_{e} \psi_{d6} \sin(6\theta), \\ u_{q2} = \omega_{e} \psi_{q6} \cos(6\theta). \end{cases}$$
(10)

3) 谐波平面内的定子电感谐波电压分量
$$\begin{cases} u_{d3} = -\omega_{e}i_{q}L_{s6}\cos(6\theta) - \omega_{e}i_{d}L_{m6}\sin(6\theta) - \\ 6\omega_{e}i_{d}L_{s6}\sin(6\theta) + 6\omega_{e}i_{q}L_{m6}\cos(6\theta) + \\ L_{s6}pi_{d}\cos(6\theta) + L_{m6}pi_{q}\sin(6\theta) + \varepsilon_{d}, \\ u_{q3} = \omega_{e}i_{d}L_{s6}\cos(6\theta) + \omega_{e}i_{q}L_{m6}\sin(6\theta) - \\ 6\omega_{e}i_{q}L_{s6}\sin(6\theta) + 6\omega_{e}i_{d}L_{m6}\cos(6\theta) + \\ L_{s6}pi_{q}\cos(6\theta) + L_{m6}pi_{d}\sin(6\theta) + \varepsilon_{q}. \end{cases}$$
(11)

根据式(9)至式(11), dq轴上的电机定子电流由基 波电流、6次谐波电流以及高次谐波电流构成,即

$$\begin{cases} i_{\rm d} = i_{\rm d0} + i_{\rm d6} \sin(6\theta + \varphi_{i\rm d6}) + \varepsilon_{i\rm d}, \\ i_{\rm q} = i_{\rm q0} + i_{\rm q6} \sin(6\theta + \varphi_{i\rm q6}) + \varepsilon_{i\rm q}, \end{cases}$$
(12)

式中: i_{d0} 和 i_{q0} 为基波平面的电流值, i_{d6} 和 i_{q6} 为6次谐波面的电流幅值, φ_{id6} 和 φ_{iq6} 为6次谐波面的电流相位, ε_{id} 和 ε_{iq} 为高次谐波面的电流幅值.

$$采用i_{d} = 0, i_{q} = i_{qref}$$
控制方式,式(11)可化简为

$$\begin{cases}
 u_{d3} = -\omega_{e}i_{q}L_{s6}\cos(6\theta) + 6\omega_{e}i_{q}L_{m6}\cos(6\theta) + \varepsilon_{d3}, \\
 u_{q3} = \omega_{e}i_{q}L_{m6}\sin(6\theta) - 6\omega_{e}i_{q}L_{s6}\sin(6\theta) + \varepsilon_{q3}.
 \end{aligned}$$
(13)

3 谐波平面内的转子磁链辨识(Rotor flux identification in harmonic plane)

根据前文分析, 谐波面内的电机转子磁链幅值可 由式(14)计算得出:

$$\begin{cases} \psi_{m,d0} = \psi_1, \ \psi_{m,d6} = \psi_5 + \psi_7, \\ \psi_{m,d12} = \psi_{11} + \psi_{13}, \\ \psi_{m,q6} = -\psi_5 + \psi_7, \\ \psi_{m,q12} = -\psi_{11} + \psi_{13}, \end{cases}$$
(14)

式中: $\psi_{m,dqn}$ 为电机谐波平面内转子磁链在dq轴上的分量幅值, ψ_n 为谐波平面内转子磁链在三相轴上的分量幅值.

根据式(14), dq轴上电机转子磁链幅值在基波平 面和谐波平面内的分量可由相应三相轴上的分量幅 值求得.对式(2)与u相绕组交链的转子磁链分量进行 求导,得到u相绕组反电势基波和谐波分量幅值为

$$\nu_{u} = \frac{\mathrm{d}\psi_{\mathrm{m,u}}(\theta)}{\mathrm{d}t} = -\psi_{1}\omega_{\mathrm{e}}\sin\theta - 3\psi_{3}\omega_{\mathrm{e}}\sin(3\theta) - 5\psi_{5}\omega_{\mathrm{e}}\sin(5\theta) + \cdots =$$

 $\nu_1 \sin \theta + \nu_3 \sin(3\theta) + \nu_5 \sin(5\theta) + \cdots, \quad (15)$

式中vn为相应谐波平面内的反电势分量幅值.

相应地,

$$\nu_{\rm v} = \frac{{\rm d}\psi_{\rm m,u}(\theta - 2\pi/3)}{{\rm d}t}, \ \nu_{\rm w} = \frac{{\rm d}\psi_{\rm m,u}(\theta + 2\pi/3)}{{\rm d}t}.$$

综上分析,通过对电机三相反电势进行FFT分析 处理,获得各次谐波平面内的反电势分量幅值,进而 通过式(14)和式(15)计算得出dq轴上各次谐波平面内 的转子磁链分量幅值.

- 4 谐波平面内的定子电感观测(Stator inductance observation in harmonic plane)
- **4.1 状态观测器构建**(State observer construction) 根据式(13), 定义状态观测器状态向量 x_1 和 x_2 为

$$\boldsymbol{x_1}(t) = \begin{bmatrix} L_{\rm s6}\cos(6\theta) \\ L_{\rm m6}\sin(6\theta) \end{bmatrix},\tag{16}$$

$$\boldsymbol{x_2}(t) = \dot{\boldsymbol{x}}_1(t) = \begin{bmatrix} -6\omega_{\rm e}L_{\rm s6}\sin(6\theta)\\ 6\omega_{\rm e}L_{\rm m6}\cos(6\theta) \end{bmatrix}.$$
 (17)

令 $\boldsymbol{x}(t) = [\boldsymbol{x}_1^{\mathrm{T}} \ \boldsymbol{x}_2^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}} = [x_{11} \ x_{12} \ x_{21} \ x_{22}]^{\mathrm{T}}$ 为状态变量,相应线性时变系统齐次状态方程为

$$\dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t), \qquad (18)$$

式中

$$\boldsymbol{A}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -36\omega_{\rm e}^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -36\omega_{\rm e}^2 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

可

状态观测器输出方程为

$$\boldsymbol{y}(t) = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{d}} - u_{\mathrm{d}1} - u_{\mathrm{d}2} \\ u_{\mathrm{q}} - u_{\mathrm{q}1} - u_{\mathrm{q}2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\mathrm{d}3} \\ u_{\mathrm{q}3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\mathrm{d}3} \\ u_{\mathrm{q}3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\mathrm{d}3} \\ p_{\mathrm{q}3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{\mathrm{d}3} \\ p_{\mathrm{d}3} \end{bmatrix} =$$

将式(19)简化为

$$\boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}(t)\boldsymbol{x}(t), \qquad (20)$$

式中

$$\boldsymbol{C}(t) = \begin{bmatrix} pi_{\mathrm{d}} - \omega_{\mathrm{e}}i_{\mathrm{q}} pi_{\mathrm{q}} - \omega_{\mathrm{e}}i_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{d}} i_{\mathrm{q}} \\ pi_{\mathrm{q}} + \omega_{\mathrm{e}}i_{\mathrm{d}} pi_{\mathrm{d}} + \omega_{\mathrm{e}}i_{\mathrm{q}} i_{\mathrm{q}} i_{\mathrm{d}} \end{bmatrix}.$$

结合式(18)和式(20), 得到线性时变系统齐次状态 空间方程为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}}(t) = \boldsymbol{A}(t)\boldsymbol{x}(t), \\ \boldsymbol{y}(t) = \boldsymbol{C}(t)\boldsymbol{x}(t). \end{cases}$$
(21)

给定系统 i_q 和 ω_e 维持恒定状态,采用 $i_d = 0$ 的控制方式,式(20)线性时变系统变换为线性定常系统,相应的状态空间方程变为

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}, \\ \boldsymbol{y} = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}, \end{cases}$$
(22)

式中

$$oldsymbol{C} = egin{bmatrix} -\omega_\mathrm{e} i_\mathrm{q} & 0 & 0 & i_\mathrm{q} \ 0 & \omega_\mathrm{e} i_\mathrm{q} & i_\mathrm{q} & 0 \end{bmatrix}.$$

相应地,全维状态观测器动态方程为

$$\dot{\hat{\boldsymbol{x}}} = \boldsymbol{A}\hat{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{K}(\boldsymbol{y} - \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}), \qquad (23)$$

式中K为状态反馈增益矩阵,且

$$oldsymbol{K} = egin{bmatrix} k_{11} & k_{21} & k_{31} & k_{41} \ k_{12} & k_{22} & k_{32} & k_{42} \end{bmatrix}^{1}$$

结合式(22)和式(23),得到状态观测器误差方程为

$$\dot{\boldsymbol{e}} = (\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}\boldsymbol{C})\boldsymbol{e},\tag{24}$$

式中 $e = \hat{x} - x$.

4.2 观测器稳定性分析(Observer stability analysis) 上述线性定常系统可观测性矩阵为

a 12 a 131

$$\begin{aligned} & \mathbf{U}_{\mathbf{0}} = \begin{bmatrix} \mathbf{C} & \mathbf{C} \mathbf{A}^{-} & \mathbf{C} \mathbf{A}^{-} & \mathbf{C} \mathbf{A}^{-} \end{bmatrix} = \\ & \begin{bmatrix} -\omega_{e} i_{q} & 0 & 0 & i_{q} \\ 0 & \omega_{e} i_{q} & i_{q} & 0 \\ 0 & -36\omega_{e}^{2} i_{q} & -\omega_{e} i_{q} & 0 \\ -36\omega_{e}^{2} i_{q} & 0 & 0 & \omega_{e} i_{q} \\ 36\omega_{e}^{3} i_{q} & 0 & 0 & -36\omega_{e}^{2} i_{q} \\ 0 & -36\omega_{e}^{3} i_{q} & -36\omega_{e}^{2} i_{q} & 0 \\ 0 & 1296\omega_{e}^{4} i_{q} & 36\omega_{e}^{3} i_{q} & 0 \\ 1296\omega_{e}^{4} i_{q} & 0 & 0 & -36\omega_{e}^{3} i_{q} \end{bmatrix} . \end{aligned}$$

对式(25)作相应的线性变换处理,得到可观测性 矩阵 U_0 的秩满足rank $U_0 = 4$,则该线性定常系统可 观.

选择适当的反馈增益矩阵*K*, 使*A* – *KC*非奇异, 系统在唯一原点(*e*=0)处平衡. 定义Lyapunov函数为

$$V(\boldsymbol{e},t) = \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{P} \boldsymbol{e}, \qquad (26)$$

式中P为4×4正定实对称方阵.

根据Lyapunov稳定性理论,当Lyapunov函数(26) 满足 $V(e,t) > 0, \dot{V}(e,t) < 0$ 时,系统在平衡点(e=0)处渐近稳定.对式(26)求导,得到

$$\dot{V}(\boldsymbol{e},t) = \boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}[(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}\boldsymbol{C})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}\boldsymbol{C})]\boldsymbol{e} = -\boldsymbol{e}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{Q}\boldsymbol{e},$$
 (27)

式中: $Q = -[(A - KC)^T P + P(A - KC)]$, 根据式 (27), 当Q > I时, 有 $-e^T Q e < 0$, 即 $\dot{V}(e, t) < 0$, 且I为4维单位矩阵. 此时

$$(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}\boldsymbol{C})^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}(\boldsymbol{A} - \boldsymbol{K}\boldsymbol{C}) + \boldsymbol{I} =$$

 $\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} - \boldsymbol{C}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{K}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{P}\boldsymbol{A} - \boldsymbol{P}\boldsymbol{K}\boldsymbol{C} + \boldsymbol{I} < \boldsymbol{0}.$ (28)
 $\boldsymbol{\diamond}\boldsymbol{X} = \boldsymbol{P}, \boldsymbol{Y} = \boldsymbol{P}\boldsymbol{K}, \boldsymbol{\Xi}\boldsymbol{P}$ 正定,根据不等式(28),
得

$$\begin{cases} (XA - YC)^{\mathrm{T}} + (XA - YC) + I < \mathbf{0}, \\ X > I. \end{cases}$$
(29)

若式(29)不等式组有解,且**P**正定,则式(23)全维 状态观测器系统在零点处渐近稳定.

本文给定电机交轴电流 $i_q = 3$ A, 电角速度 $\omega_e = 1257$ rad/s(即转速n = 3000 r/min), 将不等式组送入 MATLAB中的LMI工具箱, 解得矩阵不等式组的一组 有效解为

$$\boldsymbol{K} = \begin{bmatrix} -37.505 - 8.4345 & 3197 & 718.77 \\ -8.4345 & 37.505 & 718.77 - 3197 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}, \quad (30)$$
$$\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} 426110000 & 348.41 & 4996700 & 7.2122 \\ 348.41 & 426110000 & 7.2122 & 4996700 \\ 4996700 & 7.2122 & 223080 & 0.14774 \\ 7.2122 & 4996700 & 0.14774 & 223080 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

根据Sylvester定理,有

P₁₁=426110000>0,...,det(**P**)=2.5605×10⁴³>0, 由此得到**P**为正定矩阵,即该计算**K**矩阵可保证系统 在原点处渐近稳定.

5 实验验证与分析 (Experiment verification and analysis)

在永磁同步电机交流调速实验平台上,对本文提 出的永磁同步电机谐波参数辨识算法进行了相应的 实验验证,实验平台如图1所示.实验电机参数为:额 定功率 $P_{\rm N} = 750$ W,额定电压 $U_{\rm N} = 220$ V,额定电 流 $I_{\rm N} = 4.2$ A,额定转速 $n_{\rm N} = 3000$ r/min,定子电 阻R = 1.2 Ω,定子电感L = 5.33 mH,转子永磁体磁 链 $\psi_{\rm f} = 0.057$ Wb,电机极对数P = 4,实验分为谐波 面内的转子磁链幅值计算和定子电感幅值观测两个 阶段.



图 1 永磁同步电机实验平台 Fig. 1 Experimental platform of PMSM

考虑到永磁同步电机相反电势无法直接测量,故 作者搭建简易电路构造电机三相绕组模拟中性点,且 通过对拖方式,给定电机1000 r/min的转速值,测得 1000 r/min转速下的电机相反电势波形如图2所示.



Fig. 2 Phase back EMF waveform





对相反电势进行FFT分析,获得各次谐波平面内的相反电势分量幅值,按式10ln(vu * vu)计算该相反电势的功率谱密度如图3所示.

结合上文分析,对相反电势各次谐波分量进行相应的计算处理,获得u相各次谐波平面内的永磁体分量幅值如表1所示.

表 1 u相各次谐波平面内的永磁体分量幅值 Table 1 Permanent magnet component amplitude in various harmonic plane of u phase

ψ_1/mWb	ψ_5/mWb	ψ_7/mWb	ψ_{11}/mWb	ψ_{13}/mWb
56.3647	0.2645	0.1520	0.0195	0.0329

结合表1数据和式(14),得到dq轴上各次谐波平面 内的永磁体分量幅值如表2所示.

表 2 dq轴上各次谐波平面内的永磁体分量幅值 Table 2 Permanent magnet component amplitude in various harmonic plane of dq phase

$\psi_{\rm d0}/{\rm mWb}$	$\psi_{\rm d6}/{\rm mWb}$	$\psi_{\rm d12}/\rm mWb$	$\psi_{\rm q6}/{\rm mWb}$	$\psi_{\rm q12}/\rm mWb$
56.3647	0.4165	0.0524	-0.1125	0.0134

图4-5分别为6次谐波面内基于观测器的dq轴自感幅值分量 L_{s6} 和互感幅值分量 L_{m6} 观测波形,给定电机 直轴的电流 $i_d = 0$,交轴的电流 $i_q = 3$ A,转速 n =3000 r/min. 图中: $L_{s6} \cos(6\theta) \pi L_{m6} \cos(6\theta)$ 为理论 输出结果, $L_{s6ob} \cos(6\theta) \pi L_{m6ob} \cos(6\theta)$ 为实际观测 结果. 实验中, 观测器状态反馈增益矩阵 K选取式(30) MATLAB计算矩阵. 由图可得: 初始时刻电感观测值 具有较大的毛刺,在理想值周围上下抖振,经过大约 2 ms的时间调节,电感观测值严格跟随理想值,跟踪 信号误差较小,表明基于Lyapunov稳定性理论设计的 电感谐波观测器具有优良的跟踪性能.



Fig. 4 Self-inductance amplitude component observation waveform in the 6th harmonic plane of dq axis





6 结论(Conclusions)

针对永磁同步电机各平面内谐波参数影响系统控制性能的问题,构建了参数谐波平面内的永磁同步电机数学模型,对其进行简化分析处理.采用三相反电势谐波分量测量法计算dq轴上转子磁链6次和12次谐波分量;基于Lyapunov稳定性理论设计dq轴上的定子自感和互感6次谐波参数观测器.实验结果表明所设计观测器电感观测值严格跟随理想值,动态跟踪性能优良.

参考文献(References):

- KIM S J, LEE H W, KIM K S, et al. Torque ripple improvement for interior permanent magnet synchronous motor considering parameters with magnetic saturation [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2009, 45(10): 4720 – 4723.
- [2] SHI Zhenwei, JI Zhicheng, WANG Yan. Coupled finite-data-window RLS identification approache with forgetting factors for multi-variate systems [J]. *Control and Decision*, 2016, 31(10): 1765 1771. (时振伟, 纪志成, 王艳. 多元系统耦合带遗忘因子有限数据窗递推 最小二乘辨识方法 [J]. 控制与决策, 2016, 31(10): 1765 1771.)
- [3] ZHANG Xinghua, TANG Qitai. Adaptive backstepping control of interior permanent magnet synchronous motors considering parameter and load uncertainties [J]. *Control and Decision*, 2016, 31(8): 1509 – 1512.

(张兴华, 唐其太.考虑参数和负载不确定性的内置式永磁同步电机 自适应反步控制 [J]. 控制与决策, 2016, 31(8): 1509 – 1512.)

- [4] SHE Zhiting, ZHOU Wei, DONG Wanghua, et al. Extended Kalman filters combined with feed-forward compensation for permanent magnet synchronous moter position estimation [J]. *Control Theory & Applications*, 2016, 33(10): 1312 – 1318. (佘致廷, 邹薇, 董旺华, 等. 扩展卡尔曼滤波结合前馈补偿永磁同步 电机位置估计 [J]. 控制理论与应用, 2016, 33(10): 1312 – 1318.)
- [5] SHI Y, SUN K, HUANG L, et al. Online identification of permanent magnet flux based on extended Kalman filter for IPMSM drive with

position sensorless control [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(11): 4169 – 4178.

- [6] TENG Qingfang, BAI Jianyong, ZHU Jianguo, et al. Sensorless model predictive torque control using sliding-mode model reference adaptive system observer for permanent magnet synchronous motor drive systems [J]. Control Theory & Applications, 2015, 32(2): 150 161. (滕青芳, 柏建勇, 朱建国, 等. 基于滑模模型参考自适应观测器的无速度传感器三相永磁同步电机模型预测转矩控制 [J]. 控制理论与应用, 2015, 32(2): 150 161.)
- [7] SVASIC V, VUKOSAVIC S. Robust MRAS-based algorithm for stator resistance and rotor speed identification [J]. *IEEE Power Engineering Review*, 2001, 21(11): 39 – 41.
- [8] SHENG Shuang, LU Haifeng, QU Wenlong, et al. The Stator Resistance and leakage inductance on-line identification strategy of dual three-phase induction motors by voltage vector injection in harmonic subspace [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2014, 34(6): 872 881. (盛爽, 陆海峰, 瞿文龙, 等. 双三相感应电机谐波平面电压注入法在 线辨识定子电阻和漏感策略 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 872 881.)
- [9] RAFAQ M S, MWASILU F, KIM J, et al. Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, 32(6): 4631 – 4643.
- [10] WALLMARK O. Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines in Automotive Applications [M]. Göteborg, Sweden: Chalmers University of Technology, 2006.
- [11] LOW T S, TSENG K J, LEE T H, et al. Strategy for the instantaneous torque control of permanent-magnet brushless DC drives [C] //IEE Proceedings B (Electric Power Applications) IET Digital Library, 1990, 137(6): 355 – 363.
- [12] LI B, ZHAO J, LIU X, et al. Detent force reduction of an arc-linear permanent-magnet synchronous motor by using compensation windings [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2017, 64(4): 3001 – 3011.
- [13] ALSAWALHI J Y, SUDHOFF S D. Design optimization of asymmetric salient permanent magnet synchronous machines [J]. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2016, 31(4): 1315 – 1324.
- [14] ZAFARANI M, GOKTAS T, AKIN B, et al. Modeling and dynamic behavior analysis of magnet defect signatures in permanent magnet synchronous motors [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2016, 52(5): 3753 – 3762.
- [15] RAHIMI M, ABBASZDEHBB K, RADAN A. Torque ripple suppression of surface mounted permanent magnet synchronous motor using harmonic injected currents [C] //Power Electronic & Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC). First Edition. Tehran, Iran: IEEE, 2010: 279 – 283.

作者简介:

魏海峰 (1981-), 男, 副教授, 博士, 从事电机驱动控制和复杂控制系统的研究, E-mail: whf21@126.com;

韦汉培 (1992-), 男, 硕士研究生, 从事永磁同步电机控制技术的 研究, E-mail: 1506089882@qq.com;

张 懿 (1982-), 女, 副教授, 博士, 从事电机驱动控制和复杂控制系统的研究, E-mail: zyi82@126.com.