

$$u_s = R_s i_s + s \Psi_s + j \omega_s \Psi_s, \quad (1)$$

$$0 = R_r i_r + s \Psi_r + j(\omega_e - \omega_r) \Psi_r, \quad (2)$$

$$\Psi_s = L_s i_s + L_m i_r, \quad (3)$$

$$\Psi_r = L_r i_r + L_m i_s. \quad (4)$$

式(1)~(4)中: u_s 为定子电压, i_s, i_r 为定子和转子电流, Ψ_s, Ψ_r 为定子和转子磁链, R_s, R_r, L_s, L_r, L_m 为电机参数, ω_e 为参考坐标系旋转角速度, ω_r 为转子电气角速度, s 为微分算子. 电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5p(\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}). \quad (5)$$

式(5)中: p 为电机极对数.

2 磁链观测器

图 2 为一种全阶闭环转子磁链观测器^[7], 由开环电流模型和自适应电压模型组成. 前者为隐含的给定, 在低速时可提供比较准确的值; 后者有较宽的速度调节范围, 通过合理选择闭环特征值能实现两者的平滑切换, 有效地结合两者在不同速度段的优势, 适用于较宽速度范围内的转子磁链观测.

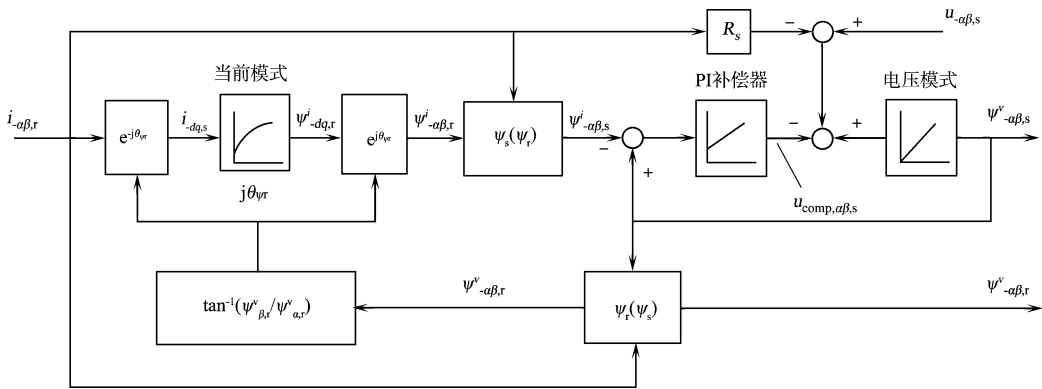


图 2 全阶闭环转子磁链观测器

Fig. 2 Block diagram of a full-order closed-loop rotor flux estimator

2.1 电流模型

根据式(2), (4), 可得同步旋转坐标系下的电流模型为

$$\Psi_{dq,r}^i = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{dq,s} - j \frac{\omega_e - \omega_r}{1 + sT_r} \Psi_{dq,r}^i. \quad (6)$$

式(6)中: T_r 为转子时间常数, $T_r = \frac{L_r}{R_r}$. 使 d 轴与转子磁场方向重合, 则此时 q 轴分量为 0, 即

$$\Psi_{d,r}^i = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{d,s}, \quad \Psi_{q,r}^i = 0. \quad (7)$$

经反 Park 变换后, 可得两相静止坐标系下的转子磁链为

$$\Psi_{\alpha\beta,r}^i = \Psi_{d,r}^i \cdot \exp(j\theta_{\Psi_r}). \quad (8)$$

电流模型的输出, 即两相静止坐标系下的定子磁链为

$$\Psi_{\alpha\beta,r}^i = \frac{L_m}{L_r} \Psi_{\alpha\beta,r}^i + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{\alpha\beta,s}^i. \quad (9)$$

2.2 电压模型

使用定子电压、电流测量值, 在两相静止坐标系下, 定子磁链可以表示为

$$\Psi_{\alpha\beta,s}^i = \frac{1}{s} (u_{\alpha\beta,s}^i - R_s i_{\alpha\beta,s} - U_{com}).$$

其中, U_{com} 为考虑到纯积分器零漂、初值问题, 以及定子电阻测量误差和低速时由于反电势过小等引起观测误差后的补偿量, 由 PI 补偿器输出. 即

$$U_{com} = (K_P + K_I \frac{1}{s})(\Psi_{\alpha\beta,s}^v - \Psi_{\alpha\beta,s}^i).$$

对式(6)进行转换,可得电压模型两相静止坐标系下的转子磁链为

$$\Psi_{\alpha\beta,r}^v = \frac{L_r}{L_m} \Psi_{\alpha\beta,s}^v - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{\alpha\beta,s}.$$

最后,计算转子磁链角,即

$$\theta_{\Psi_r} = \cot\left(\frac{\Psi_{\beta,r}^v}{\Psi_{\alpha,r}^v}\right).$$

2.3 模型之间的平滑切换

将转子磁链观测器(图 2)看作一个两输入、单输出的线性系统,其输出为

$$\Psi_{\alpha\beta,s}^v = \Psi_{\alpha\beta,s}^i \cdot G_i(s) + \Psi_{\text{norm},\alpha\beta,s}^v \cdot G_v(s).$$

其中: $\Psi_{\text{norm},\alpha\beta,s}^v = \frac{(u_{\alpha\beta,s} - R_s i_{\alpha\beta,s})}{s}$, $G_i(s) = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + K_P s + K_I}$, $G_v(s) = \frac{s^2}{s^2 + K_P s + K_I}$, 并且满足 $G_i(s) + G_v(s) = 1$.

1. $\Psi_{\alpha\beta,s}^i$ 和 $\Psi_{\text{norm},\alpha\beta,s}^v$ 分别电流模型和标准电压模型的输出,作为系统的输入变量. $G_i(s)$ 为一低通滤波器,而 $G_v(s)$ 则为一高通滤波器. 只要合理地配置系数 K_P, K_I , 就可改变 $G_i(s), G_v(s)$ 的幅频特性,实现模型间的平滑切换.

一般选取原则:低频时由电流模型单独作用,高频时由电压模型占主导地位,并有经验公式为

$$K_P = \omega_1 + \omega_2, \quad K_I = \omega_1 \cdot \omega_2.$$

其中: ω_1, ω_2 分别为 $G_i(s), G_v(s)$ 的两个极点,一般选择 $\omega_1 = 2 \sim 5 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$, $\omega_2 = 20 \sim 30 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$.

2.4 参数鲁棒性分析

通常采用频率响应法来分析线性定常系统的幅相频率特性. 文[8]提出了一种基于频率响应函数的转子磁链观测器准确度分析方法,用于分析电机参数估计值偏离实际值时对观测值准确度的影响.

2.4.1 开环电流模型 对于开环电流模型,其相对误差频率响应函数为

$$\frac{\hat{\Psi}_{\alpha\beta,r}^i}{\Psi_{\alpha\beta,r}^i} = \frac{\hat{L}_m(1 + j\tau_r \omega_s)}{L_m(1 + j\hat{\tau}_r \omega_s)}.$$

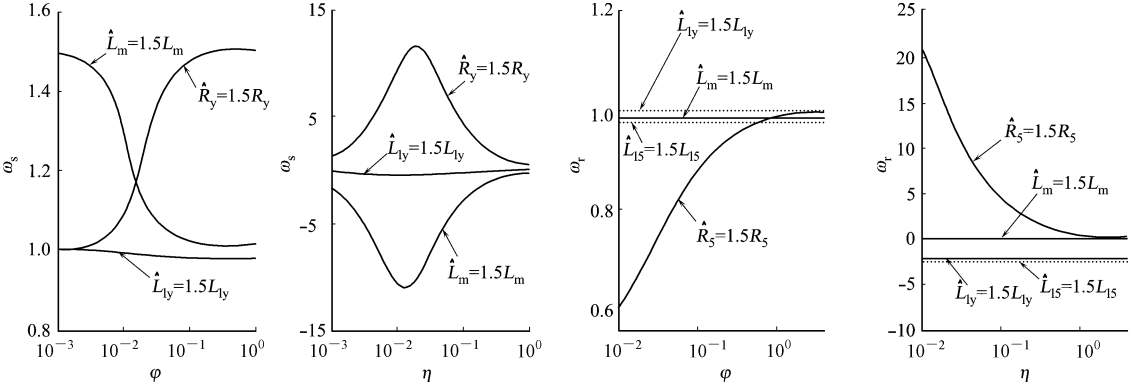
式中:“ $\hat{\cdot}$ ”表示参数估计值. 从上式可以看出,电流模型准确度受电机参数 L_m 和 τ_r 的影响,并且其相对误差值随着滑差频率的变化而变化.

电机参数变化所引起的磁链观测值的相对幅值误差(φ)和相对相位误差(η),如图 3(a)所示. 从图 3(a)可看出,电流模型对电机参数 L_m, R_r 较为敏感,且在额定滑差频率附近,幅值和相位误差均较大.

2.4.2 开环电压模型 开环电压模型相对误差频率响应函数为

$$\frac{\hat{\Psi}_{\alpha\beta,r}^v}{\Psi_{\alpha\beta,r}^v} = \frac{L_m}{L_r} \frac{\hat{L}_r}{\hat{L}_m} \left[1 + \frac{L_r}{L_m^2} (1 + j\tau_r \omega_s) ((\sigma L_s - \hat{\sigma} \hat{L}_s) - j \frac{R_s - \hat{R}_s}{\omega_r + \omega_s}) \right].$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$, $\hat{\sigma} = 1 - \hat{L}_m^2 / \hat{L}_s \hat{L}_r$ 为漏感系数. 与电流模型不同,电压模型的相对误差频率响应函数是转子转速 ω_r 的函数,变频调速时可以认为电机的滑差频率 ω_s 基本不变.



(a) 开环电流模型

(b) 开环电压模型

图 3 电机参数鲁棒性分析

Fig. 3 Analysis of motor parameter robustness

额定滑差频率时,电机参数变化对电压模型转子磁链观测值影响的情况,如图 3(b)所示.从图 3(b)可以看出,低速时,定子电阻对电压模型的准确度影响较大,定转子漏感对磁链的相位也有一定的影响.

2.4.3 全阶磁链观测器 当使用图 2 所示的闭环转子磁链观测器时,转子磁链角反馈量到电流模型,转子参数变化所引起的观测误差将会变小.由于该闭环转子磁链观测器的闭环传递函数很难准确写出,故采用仿真的方法加以验证.

通过改变异步电动机的参数,比较观测的磁链幅值和相位,并与真实值相比较,拟合数据曲线可以得到变参数情况下的磁链观测器参数鲁棒性.分析可知,该闭环转子磁链观测器的精度基本上不受转子参数变化的影响,尤其是在低速阶段,定子电阻和互感对其影响较大.定子参数相对转子参数较易测量,且电机互感通常变化范围较小.因此,只要能够获得较为准确的电机定子电阻和互感值,此闭环转子磁链观测器具有很高的观测精度.

3 仿真结果

应用 Matlab/Simulink,研究使用该全阶转子磁链观测器的直接转子磁场定向系统.仿真采用的异步电动机参数: $R_s=1.723\ \Omega$, $R_r=2.011\ \Omega$, $L_s=0.166\ 6\ \text{H}$, $L_r=0.169\ 0\ \text{H}$, $L_m=0.159\ 2\ \text{H}$, $n_p=2$, $J=1\ \text{g}\cdot\text{m}^2$, $B=0.000\ 1\ (\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})\cdot\text{rad}^{-1}$, $T_l=0.5\ \text{N}\cdot\text{m}$.

改变系统运行时电机电阻的设定值,保持磁链观测器中的电阻值不变,模拟电机电阻变化情况下系统运行状况.仿真时,负载转矩设置为 $T_l=0.8\ \text{N}\cdot\text{m}$,而正反向给定速度最大绝对归一化值(U)为 0.35,仿真过程中电机在负载下完成正向和反向的加速、等速和减速运行.系统运行时,磁链观测器的观测归一化值和实际归一化值的仿真波形,如图 4 所示.图 4 中: R_r , R_s 均为归一化值.

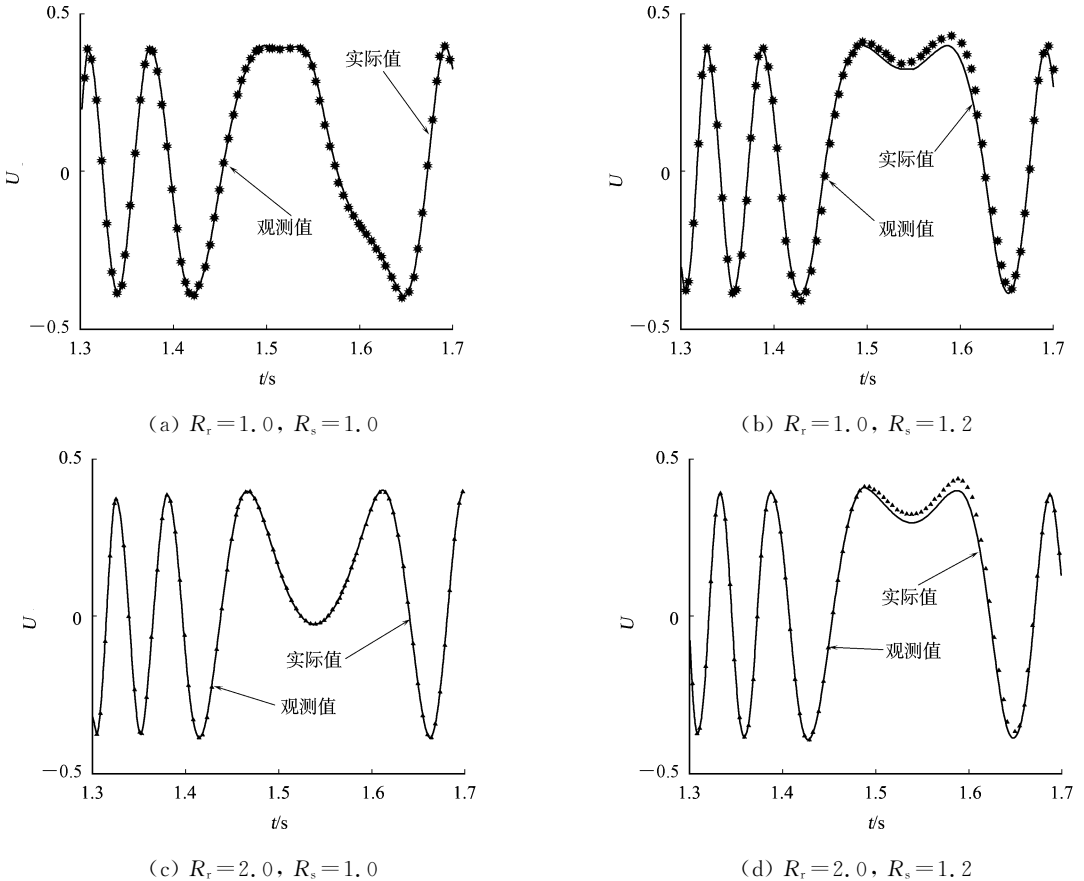


图 4 全阶闭环转子磁链观测器仿真波形

Fig. 4 Simulation of the wave pattern in a full-order closed-loop rotor flux estimator

从图 4 的仿真结果可以看出,在转子电阻变化的情况下,磁链观测器可以克服转子电阻变化对磁链观测结果的影响,而定子电阻的变化将会对磁链观测器观测精度有一定影响,但是相比于传统的电压

模型磁链观测器性能提高.

4 结 束 语

建立了一种全阶转子磁链观测器的仿真模型. 引用线性定常系统的幅相频率特性分析方法, 仿真全阶磁链观测器对电机参数变化鲁棒性分析. 仿真结果表明, 相比于传统的电压模型, 应用该全阶磁链观测器可以克服电机转子电阻变化的影响, 减小电机定子电阻变化的影响, 提高系统运行的参数鲁棒性.

参考文献:

[1] WAI R J, LIU D C, NAM K. Rotor time-constant estimation approaches based on energy function and sliding mode for induction motor drive[J]. Electric Power Systems Research, 1999, 52(3): 229-239.

[2] ZIDANI F, NIT-SAID M S, BENBOUZID M E H, et al. A fuzzy rotor resistance updating scheme for an IFOC induction motor drive[J]. IEEE Power Engineering Review, 2001, 21(11): 25.

[3] 李建军, 盛洁波, 王翠, 等. 异步电机定转子参数的辨识方法研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 70-74.

[4] 王庆龙, 张崇巍, 张兴. 交流电机无速度传感器矢量控制系统变结构模型参考自适应转速辨识[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(15): 70-74.

[5] 方瑞明, 郑力新, 黄东海. 高速异步电机转子闭口槽集肤效应预测[J]. 华侨大学学报: 自然科学版, 2004, 25(1): 26-29.

[6] BOSE B K. Modern power electronics and AC drives[M]. New Jersey: Prentice Hall PTR, 2001: 388-408.

[7] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. A modified direct torque control for induction motor sensorless drive[J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2000, 36(1): 122-130.

[8] JANSEN P L, LORENZ R D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(1): 101-110.

Establishment of a Simulation Model for
a Full-Order Rotor Flux Observer

LUO Jin-sheng¹, TAN Guo-jun²

(1. College of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Quanzhou 362021, China;
2. School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221008, China)

Abstract: A full-order closed-loop rotor flux estimator was introduced into the direct field oriented control (DFOC) in an induction motor, and the observer precision affected by motor parameter was investigated. The normal current flux observer and voltage flux observer were compared by frequency response method. Amplitude-and-phase-frequency characteristic curve method of linear time-invariant system was used to simulate the parameter robustness of the proposed full order flux observer. The simulation results indicated that DFOC system can operate with a excellent dynamic performance when rotor resistance variation, and it can reduce the influence of rotor resistance by using the proposed full order flux observer, the system's parameter robustness improved significantly.

Keywords: induction motor; full-order flux observer; magnetic field oriented control; rotor resistance; parameter robustness

(责任编辑: 黄晓楠 英文审校: 吴逢铁)