

异步电机无速度传感器带速重投策略

刘 辉, 雷亚洲, 曾 礼

(西安中车永电捷通电气有限公司, 陕西 西安 710016)

摘 要: 在异步电机转速自适应全阶观测器无速度传感器控制方法的基础上, 提出了一种基于波波夫稳定性理论的带速重投策略。该策略能够反映出转速估计值与实际值之间的误差关系, 并通过自中心向两侧检索的方法使得转速估计值快速地向实际值收敛。采用了一种预励磁方案来达到减小带速重投过程中电流冲击的目的。仿真结果证明了所提策略的准确性和有效性。

关键词: 无速度传感器控制; 带速重投; 全阶观测器

中图分类号: TM 343 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2018)05-0072-05

Speed Sensorless Control and Restarting at Unknown Speed of Induction Motor

LIU Hui, LEI Yazhou, ZENG Li

(CRRC Xi'an Yonge Jietong Electric Co., Ltd., Xi'an 710016, China)

Abstract: A full-order observer with speed self-adapting rule of induction motor was presented. A strategy of restarting at unknown speed based on Popov stability theory was proposed. In the proposed strategy, the error between estimated speed and real speed was reflected. In order to make the estimated speed follow real speed rapidly, a method searching from middle of max motor speed to two sides was used. In addition, a method of pre-excitation was used to decrease current impact during restart the motor at unknown speed. The correctness and effectiveness of the proposed strategy were proved by simulation results.

Key words: speed sensorless control; restarting at unknown speed; full-order observer

0 引 言

无速度传感器控制技术以其能够降低硬件复杂性和成本、较好的控制鲁棒性等优点, 作为交流传动控制的研究内容之一, 已经成为国内外学术界和工程界研究的热点^[1-4]。目前, 全速范围内无速度传感器控制系统的研究主要有在线辨识电机参数^[5]、采用预测控制算法^[6]进行无速度传感器控制等方面。

全阶状态观测器也称为 Luenberger 观测器。文献[7-8]利用观测器实现了对转子磁链和定子电流的观测, 并根据定子电流的估算误差和转子磁链的估算值自适应辨识出电机转速和定子电

阻。该方法属于模型参考自适应策略, 即将电机自身作为参考模型、以全阶状态观测器作为可调模型。其优点在于采用 PI 控制器规避了纯积分问题, 保证了参考模型的准确性, 降低了对电机参数的敏感性。

在电力牵引应用中, 当长时间惰行、过分相以及由于保护导致逆变器停机时, 电机需要在带有一定转速的状态下重新启动(即带速重投)。带速重投是无速度传感器技术在电力牵引应用中的技术难题。尚敬等^[9]学者提出了一种基于 Heyland 圆理论的初始转速自优化搜索的算法来解决带速重投问题。文献[10]对异步电机采用无速度传感器控制时的各带速重投策略进行了对

作者简介: 刘 辉(1987—), 男, 工程师, 研究方向为牵引电传动控制技术。

雷亚洲(1990—), 男, 工程师, 研究方向为牵引电传动控制技术。

曾 礼(1975—), 男, 高级工程师, 研究方向为牵引电传动系统。

比研究。

本文给出了异步电机以定子电流和转子磁链为状态变量的电机模型以及转速自适应全阶磁链观测器,并在此基础上,提出了一种基于波波夫稳定性理论的初始转速检索策略。仿真结果表明,该策略能够在全速范围内带速重投时快速地检索出当前转速,并准确地跟踪实际转速,且在投入过程中几乎没有电流冲击。

1 异步电机模型

以定子电流和转子磁链作为状态变量,在两相静止坐标系下,异步电机状态方程与输出方程为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{cases} \quad (1)$$

其中:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\left[\frac{R_s + (L_m/L_r)^2 R_r}{\sigma L_s}\right] I & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r J\right) \\ \frac{L_m}{T_r} I & -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\mathbf{C} = [I \quad 0] \quad (4)$$

$$\mathbf{x} = [i_s \quad \psi_r]^T = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \psi_{r\alpha} \quad \psi_{r\beta}]^T \quad (5)$$

$$\mathbf{u} = u_s = [u_{s\alpha} \quad u_{s\beta}]^T \quad (6)$$

$$\mathbf{y} = i_s = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta}]^T \quad (7)$$

式中: R_s ——定子电阻;

L_m ——互感;

L_r ——转子电感;

R_r ——转子电阻;

σ ——漏感系数;

L_s ——定子电感;

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix};$$

T_r ——转子时间常数;

ω_r ——转子电角速度;

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix};$$

$$O = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix};$$

i_s ——定子电流;

ψ_r ——转子磁链;

下标 α, β ——两相静止坐标系分量;

u_s ——定子电压。

2 转速自适应磁链全阶观测器

如果定子电流和转子磁链都采用估计值,并引入定子电流反馈,可以构造出异步电机全阶观测器模型:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{G}(\mathbf{y} - \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}}) \\ \hat{\mathbf{y}} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (8)$$

式中: $\hat{\cdot}$ ——观测器估计得到的值。

状态矩阵 $\hat{\mathbf{A}}$ 是将电机状态方程 $\mathbf{A}$ 中的 ω_r 用估计转速 $\hat{\omega}_r$ 取代得到的, $\mathbf{G}$ 为反馈增益矩阵

$$\mathbf{G} = - \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

对于全阶观测器的增益矩阵,一般采用观测器极点和电机极点成正比的经典极点配置方法。本文给出一种进行了简化的新型增益矩阵,使其表达式中只含有常数,降低了转速估计误差对观测器的影响,且有利于实现。

$$\begin{cases} g_1 = -2b \\ g_2 = 0 \\ g_3 = b/(\lambda L_m) \\ g_4 = 0 \end{cases} \quad (10)$$

式中: b ——可调参数;

$$\lambda = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2}。$$

电机无速度传感器运行时的速度是未知的,因此需要对电机转速进行辨识,以保证观测器的稳定运行。

以李雅普诺夫稳定性定律为基础,通过自适应算法可以得出转速自适应律。所得到的转速自适应律为

$$\frac{d\hat{\omega}_r}{dt} = k\gamma L_m (\Delta i_s \otimes \hat{\psi}_r) \quad (11)$$

其中, $\Delta i_s = i_s - \hat{i}_s$ 。

式中: k ——比例系数;

γ ——正常数。

在实际应用中,为了保证实用性与快速性,可以采用 PI 调节器来代替纯积分:

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Delta i_s \otimes \hat{\psi}_r) \quad (12)$$

式中: K_p ——比例系数;

K_i ——积分系数。

3 带速重投时的初始转速检索

带速重投指某些应用场合(如电力牵引)中,在电机非静止状态下(带有一定转速)观测器开始投入工作。此时观测器中的电机转速初值与实际电机转速存在一定的偏差,并且由于自适应律中的积分作用导致辨识出的电机转速需要一个较长的检索过程,并不能很快跟踪实际转速,因而此阶段的辨识结果(转子磁链和电机转速)并不准确,故必须选择快速检索的方法来估计电机的初始转速。

考虑估计转速 $\hat{\omega}_r$ 与实际转速 ω_r 之间的偏差,由式(1)和式(8)可得状态误差方程:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} e_i \\ e_\psi \end{bmatrix} = (A + GC) \begin{bmatrix} e_i \\ e_\psi \end{bmatrix} + \Delta A \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\psi}_r \end{bmatrix} = (A + GC)e - W \quad (13)$$

其中: $e_i = i_s - \hat{i}_s, e_\psi = \psi_r - \hat{\psi}_r, W = -\Delta A [\hat{i}_s \ \hat{\psi}_r]^T$ 。

并且定义误差矩阵

$$\Delta A = A - \hat{A} = \begin{bmatrix} 0 & -J/\rho \\ 0 & J \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r) = \Delta A_1 \Delta \omega_r \quad (14)$$

其中, $\rho = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}$ 。

式(13)可以等效为由一个线性定常前向通道和一个非线性时变反馈通道组成的系统。根据波波夫稳定性理论,假设该系统中线性定常前向通道为严格正实,只要选择合适的自适应律,使得非线性反馈部分满足波波夫不等式(15),就能保证系统渐进稳定。

$$\int_0^t e^T W dt \geq -\gamma^2 \quad (15)$$

式中: γ ——常数。

将 e_i, e_ψ 和 W 代入式(15)不等号左侧得:

$$\begin{aligned} \int_0^t e^T W dt &= - \int_0^t [e_i \ e_\psi] (\Delta A \Delta \omega_r) [\hat{i}_s \ \hat{\psi}_r]^T dt = \\ &= - \int_0^t (M + 1/\rho) \Delta \omega_r (e^T J \hat{\psi}_r) dt = \\ &= \int_0^t (M + 1/\rho) \Delta \omega_r (e_{i\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i\beta} \hat{\psi}_{r\alpha}) dt \end{aligned} \quad (16)$$

其中,假设 $|e_\psi| \leq |Me_i|$,并用 Me_i 代替 e_ψ 。

根据式(17)所示不等式($k>0$)

$$\int_0^t k \frac{df(t)}{dt} f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k f^2(0) \quad (17)$$

可知,若采用式(18)中的辨识律,可使式(16)满足波波夫不等式:

$$\frac{d}{dt} \Delta \omega_r = e_{i\alpha} \hat{\psi}_{r\beta} - e_{i\beta} \hat{\psi}_{r\alpha} = \Delta i_s \otimes \hat{\psi}_r \quad (18)$$

由于电机系统具有很大的惯性,因而在一个控制周期内可以将 ω_r 看作常量,可得:

$$\frac{d}{dt} \Delta \omega_r = \frac{d}{dt} (\omega_r - \hat{\omega}_r) = \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r \quad (19)$$

式(18)可以写成:

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \frac{d}{dt} (\omega_r - \hat{\omega}_r) = \Delta i_s \otimes \hat{\psi}_r \quad (20)$$

由式(20)可知,当转子角速度估计值小于实际转子角速度时,即 $\hat{\omega}_r < \omega_r$, 式(20)等号右侧计算结果符号为负;反之为正。一般而言,转子磁链通常会在5个转子时间常数达到稳定值,以此时的转子磁链辨识值代入式(20)右侧进行符号判断较为合适。

基于波波夫稳定性理论的初始转速检索算法如下:

(1) 在转速辨识初期,真实转速未知的情况下,选择最大定子角频率的一半作为转速检索初值:

$$\omega_{ref}(0) = \frac{1}{2} \omega_{max} \quad (21)$$

(2) 为了避免转速检索初期由于转速的不准确性而引起的过流以及不必要的制动或牵引转矩,采用一种预励磁方案:将转矩电流给定值 i_q^* 设置为零,励磁电流给定值 i_d^* 设置为一个较小值。

(3) 在转速检索过程中,如果满足式(25),则令下一次的定子角频率为

$$\omega_{ref}(1) = \frac{3}{4} \omega_{max} \quad (22)$$

否则,满足式(26)时,则令下一次的定子角频

率为

$$\omega_{\text{ref}}(1) = \frac{1}{4}\omega_{\text{max}} \tag{23}$$

第 n 次辨识的定子角频率为

$$\omega_{\text{ref}}(n) = \omega_{\text{ref}}(n-1) + \frac{1}{2^n}S(n)\omega_{\text{max}} \tag{24}$$

其中:

$$\frac{d}{dt}\Delta\omega_r > 0, \quad \hat{\omega}_r < \omega_r, \quad S(n) = 1 \tag{25}$$

$$\frac{d}{dt}\Delta\omega_r < 0, \quad \hat{\omega}_r > \omega_r, \quad S(n) = -1 \tag{26}$$

(4) 初始速度检索过程进行一定时间后,将检索值赋于转速自适应全阶观测器,由观测器继续进行收敛,最终使得转速估计值跟踪上实际值。其中检索时间由电机转子时间常数及实际工况对辨识误差的要求决定。

4 仿真结果分析

为了验证基于波波夫稳定性理论的带速重投策略的准确性和有效性,在 MATLAB/Simulink 平台上进行了仿真验证。异步电机参数如表 1 所示。

表 1 异步电机参数

参数名称	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.279 5
转子电阻 R_r/Ω	0.213 4
互感 L_m/H	0.064 7
定子漏感 L_{ls}/H	0.002 6
转子漏感 L_{lr}/H	0.002 6
额定频率 f_N/Hz	50
额定功率 P_N/kW	11
额定电压 U_{sN}/V	380
额定转速 $n_N/(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	1 460
额定转矩 $T_e/(\text{N}\cdot\text{m})$	70
极对数 p	2
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	4.85

图 1 所示为 0~2 500 r/min 范围内电机牵引、制动的转速与电流波形,在 0~20.5 s 内以额定转矩 70 N·m 牵引,在 20.5 s 后以额定转矩-70 N·m 制动。可以看出,在初始转速检索阶段,估计转速能够快速地跟踪上实际转速,在整个牵引制动过程中跟踪效果良好,并且在带速重投阶段几乎没有电流冲击。

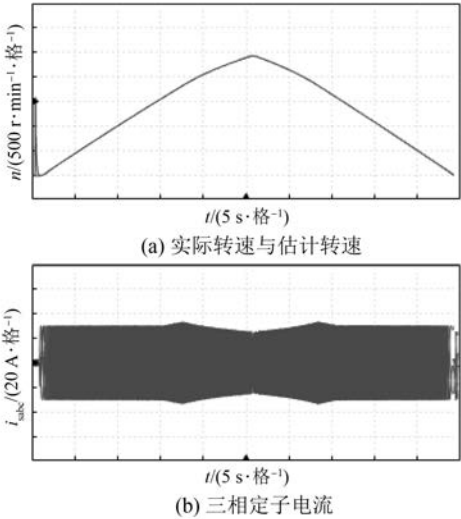


图 1 0~2 500 r/min 范围内牵引制动

图 2 所示为电机初始转速为 0 r/min 时的转速辨识过程和三相定子电流波形。由图 2 可以看出,电机在 0.3 s 之前转速为 0 r/min,在 0.3 s 时投入控制算法,估计转速由初始的 1 500 r/min 经过约 400 ms 后检索到实际转速。此时预励磁阶段结束,电流过渡平滑且无冲击。

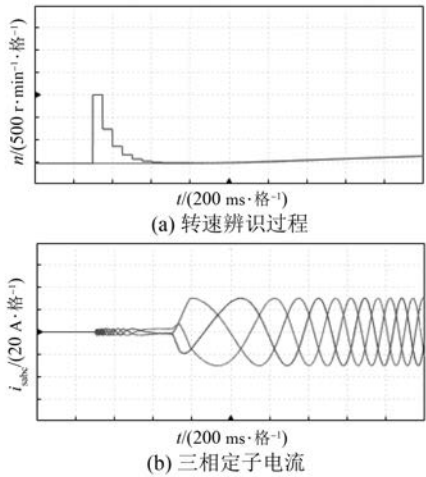


图 2 初始转速 0 r/min 转速辨识过程和三相电流

图 3 所示为电机初始转速为 1 500 r/min 时的转速辨识过程和三相定子电流波形。电机在 0.3 s 之前电机转速升至 1 500 r/min,在 0.3 s 时投入控制算法,估计转速由初始值经过约 400 ms 后检索到实际转速。此时预励磁阶段结束,电流过渡平滑且无冲击。

图 4 所示为电机初始转速为 2 500 r/min 时

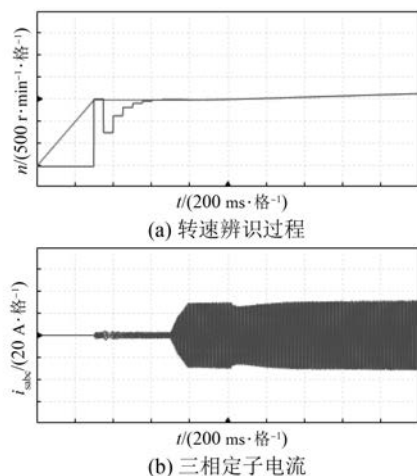


图3 初始转速 1 500 r/min 转速辨识过程和三相电流

的转速辨识过程和三相定子电流波形。电机在 0.3 s 之前将电机转速升至 2 500 r/min, 在 0.3 s 时投入控制算法, 估计转速由初始值经过约 400 ms 后检索到实际转速。此时预励磁阶段结束, 电流过渡平滑且无冲击。

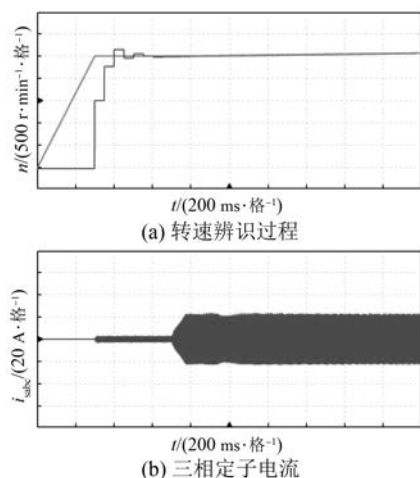


图4 初始转速 2 500 r/min 转速辨识过程和三相电流

由仿真结果可以看出, 本文所提出的带速重投策略在全速范围内均能快速跟踪实际转速, 检索时间约为 400 ms, 并且在重投过程中几乎没有电流冲击。在转速检索过程中, 所产生的转矩在转动惯量较大的电力牵引应用中其对转速的影响可以忽略, 图 2~图 4 的转速波形在检索过程中几乎没有波动也印证了此结论。

6 结 语

本文首先给出了异步电机以定子电流和转子磁链为状态变量的电机模型以及转速自适应全阶磁链观测器, 在此基础上, 提出了基于波波夫稳定性理论的初始转速检索策略。仿真结果表明, 该策略能够准确地跟踪电机实际转速, 并在全速范围内带速重投时能够准确地检索出当前转速, 且在投入过程中几乎无电流冲击。

【参考文献】

- [1] HOLTZ J. Sensorless control of induction motor drives [C] // Proceeding of the IEEE, 2002, 90(8): 1359-1394.
- [2] 万军, 王建海, 万敏, 等. 使用基频电流注入的感应电机无速传感器驱动[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(22): 163-167.
- [3] 王耀南, 王辉, 邱四海, 等. 基于递归模糊神经网络的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 84-89.
- [4] 张海刚, 张磊, 王步来, 等. 一种卡尔曼滤波器的永磁同步电机无速度传感器[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(7): 20-25.
- [5] 余致廷, 郑勇, 袁俊波, 等. 带定子电阻辨识的异步电机无速度传感器直接转矩控制[J]. 电气传动, 2011, 41(5): 10-14.
- [6] 张永昌, 杨海涛. 异步电机无速度传感器模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(15): 2422-2429.
- [7] KUBOTA H, MATSUSE K. New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives [C] // Conference recorder of IEEE IECON 90, 1990: 921-926.
- [8] KUBOTA H, MATSUSE K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(5): 1219-1224.
- [9] 尚敬, 刘可安, 年晓红, 等. 牵引电动机无速度传感器及带速度重投控制[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(15): 118-123.
- [10] 丁荣军, 桂卫华. 无速度传感器控制技术及其在大功率牵引传动中的应用研究[J]. 铁道学报, 2008, 30(1): 75-81.

收稿日期: 2017-12-04