

# 异步电机定子电流的内模自适应控制及实现

庄圣贤

(汕头超声电子股份有限公司博士后科研工作站·汕头 515041)

陈永校

李肇基

(浙江大学电机系·杭州 310027) (电子科技大学微电子所·成都 610054)

**摘要:**提出了异步电机定子电流的内模自适应控制及其在转子磁场定向矢量控制中的实现方法.首先,根据内模控制(IMC)原理设计异步电机电流调节器,并用矩阵奇异值分析了 IMC 电流调节器的鲁棒性,然后用最小二乘法对模型参数进行辨识,最后将其应用于异步电机转子磁场定向的矢量控制中.通过对电流调节器传递矩阵函数的仿真及用 DSP 实现的异步电机矢量控制运行实验,验证了自适应 IMC 电流调节器的良好性能.

**关键词:**内模控制;自适应控制;异步电机;鲁棒性

**文献标识码:**A

## Internal Model Based Stator Current Adaptive Regulation of Induction Motors and Its Implementation on IFOC Vector Drives

ZHUANG Shengxian

(Postdoc R & D Working Station Guangdong Goworld Co., Ltd., Shantou, 515041, P.R.China)

CHEN Yongxiao

(Department of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou, 310027, P.R.China)

LI Zhaoji

(Institute of Microelectronics, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, 610054, P.R.China)

**Abstract:** An internal model based stator current adaptive regulation approach of induction motors is proposed in the paper. Firstly, the design methodology of the IMC based current regulator of internal model is presented and its dynamic and robust characteristics is analyzed using matrix singular values. Secondly, the on-line parameter identification of internal model is realized using RLS estimation and its implementation method is given on indirect rotor flux oriented control (IFOC) of induction motor drives. Lastly, the simulating and experimental results verified the good performance of the adaptive internal model current control in the IFOC induction motors.

**Key words:** internal model control; adaptive control; induction motor; robustness

### 1 引言(Introduction)

在转子磁场定向的感应电机矢量控制中,转矩与磁通的控制解耦主要取决于转子磁通位置的估计.但转矩的控制性能也受电流调节的影响.在电压型 PWM 控制方式中,输出给定子的参考电压一般是由磁场定向解耦后得到的给定励磁电流和转矩电流分量分别经过两个独立的 PI 调节后得到.但由于无论是在同步旋转坐标系还是在定子静止坐标系中,定子电压方程中存在着励磁电流和转矩电流分量的交叉耦合,使得转矩电流的调节要受到励磁电流的影响<sup>[1,2]</sup>.一般的解决办法是从电机输入电压指令中附加一个去耦项来抵消转矩励磁电流的耦合

作用<sup>[3]</sup>,或用状态反馈和预测控制来提高电流或转矩控制性能但实现较复杂<sup>[4,5]</sup>.Thomas 等提出了用内模控制(IMC)来设计感应电机的电流调节器并应用到了永磁同步电机的电流控制<sup>[6]</sup>.本文针对转子磁场定向下的异步电机定子电压方程,基于内模控制法设计了定子电流调节器,并用多变量系统参数的最小二乘辨识法对内模控制器中的定子电阻、定子漏感等参数进行了校正.通过对异步电机 IMC 电流调节器的仿真分析及用 DSP 构成矢量控制系统实验表明 IMC 调节器的设计具有电机参数的依赖性较小,容易调整等优点,且转矩和电流调节具有较好的鲁棒性和动态响应性能.

## 2 基于 IMC 的异步电机定子电流调节器设计及分析(Design and analysis of stator current regulator of IM based on IMC)

异步电机在转子磁通同步旋转坐标下的定子电压方程为:

$$u_{m1} = (R_1 + \sigma L_1 p) i_{m1} - \omega_1 \sigma L_1 i_{t1} + (L_m / L_2) p \Psi_2, \quad (1)$$

$$u_{t1} = (R_1 + \sigma L_1 p) i_{t1} + \omega_1 \sigma L_1 i_{m1} + \omega_1 (L_m / L_2) \Psi_2. \quad (2)$$

其中  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_1 L_2$ ,  $R_1$ ,  $L_1$  分别为定子的电阻和自感,  $L_2$  为转子的自感,  $L_m$  为定转子之间互感,  $\omega_1$  为磁场同步旋转角速度,  $p$  为微分算子。

假设在电机的调速过程中保持转子磁通  $\Psi_2$  恒定, 则有  $p \Psi_2 = 0$ . 令  $p = s$  及

$$u_{t1}' = u_{t1} - \omega_1 (L_m / L_2) \Psi_2, \quad (3)$$

则可得异步电机的电流、电压之间的传递函数矩阵模型为:

$$Y(s) = \alpha(s) U(s). \quad (4)$$

其中

$$Y(s) = \begin{bmatrix} i_{m1}(s) \\ i_{t1}(s) \end{bmatrix}, \quad U(s) = \begin{bmatrix} u_{m1}(s) \\ u_{t1}'(s) \end{bmatrix},$$

$$\alpha(s) = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 s & -\omega_1 \sigma L_1 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_1 + \sigma L_1 s \end{bmatrix}^{-1}.$$

内模控制器的结构如图 1 所示. 根据内模控制的设计方法, 当已知对象的预测模型  $\tilde{\alpha}(s)$  时, 如在图 1(a) 中采用如下式所示的控制器可使过程有一定的鲁棒性.

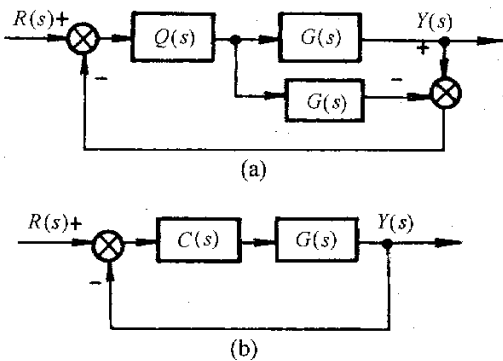


图 1 内模控制 (a) 及等价反馈控制原理 (b)

Fig.1 Internal model control and its equivalent feedback structure

$$Q(s) = \tilde{G}^{-1}(s) F(s). \quad (5)$$

其中  $F(s)$  是一对角阵前馈低通滤波器以提高系统的鲁棒性. 由式 (4) 可知, 异步电机的电流传递函数无右半平面零点, 在高频下近似为一阶系统. 故 (5)

式中的前馈低通滤波器  $F(s)$  可选为:

$$F(s) = \frac{\lambda}{s + \lambda} I, \quad (6)$$

其中  $I$  为单位矩阵.

对一阶系统而言,  $\lambda$  与阶跃响应的上升时间的关系近似为  $t_r \approx 2.2 / \lambda$ . 由式 (4) 和式 (5) 可得到所设计的 IMC 电流调节器  $Q(s)$  为:

$$Q(s) = \tilde{G}^{-1}(s) F(s) = \begin{bmatrix} \tilde{R}_1 + \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 s & -\omega_1 \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 \\ \omega_1 \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 & \tilde{R}_1 + \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 s \end{bmatrix} F(s). \quad (7)$$

式中  $\tilde{R}_1$ ,  $\tilde{L}_1$ ,  $\tilde{\sigma}$  为定子电阻、自感及漏感系数的估计值. 将 IMC 电流调节器等效成图 1(b) 所示的反馈控制器为:

$$\alpha(s) = \left[ I - \frac{\lambda}{s + \lambda} I \right]^{-1} \tilde{G}^{-1}(s) \frac{\lambda}{s + \lambda} = \frac{\lambda}{s} \tilde{G}^{-1}(s) = \lambda \begin{bmatrix} \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 (1 + \frac{\tilde{R}_1}{s \tilde{\sigma} \tilde{L}_1}) & -\frac{\omega_1 \tilde{\sigma} \tilde{L}_1}{s} \\ \frac{\omega_1 \tilde{\sigma} \tilde{L}_1}{s} & \tilde{\sigma} \tilde{L}_1 (1 + \frac{\tilde{R}_1}{s \tilde{\sigma} \tilde{L}_1}) \end{bmatrix}. \quad (8)$$

从式 (8) 可以看出, 用反馈控制器实现的电流 IMC 控制等价于解耦的 PI 控制, 其对角元中的积分项形了解耦网络. 由图 1 可得出调节后的闭环传递矩阵函数为:

$$G_c(s) = [I + G_0(s)]^{-1} G_0(s) = \left[ I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} \frac{\lambda}{s} I = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

其中  $G_0(s) = \alpha(s) \alpha(s)$  为系统的开环传递矩阵函数.

假设电机参数  $\theta = [R_1 \quad \sigma L_1 \quad \omega_1]$  中的某个参数的变化为  $\Delta \theta_i = \bar{\theta}_i - \theta_i$ , 则由其所引起的输出变化为:

$$\Delta Y(s) = \left. \frac{\partial G_c(s)}{\partial \theta_i} \right|_{\bar{\theta} = \theta} \Delta \theta_i R(s). \quad (10)$$

其中

$$\left. \frac{\partial G_c(s)}{\partial \theta_i} \right|_{\bar{\theta} = \theta} = \left[ I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} \left. \frac{\partial G_0(s)}{\partial \theta_i} \right|_{\bar{\theta} = \theta} \left[ I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} = \frac{s^2}{(s + \lambda)^2} \left. \frac{\partial G_0(s)}{\partial \theta_i} \right|_{\bar{\theta} = \theta}.$$

进一步推导, 可将式 (10) 表为:

$$\Delta Y(s) = \alpha(s) D(s) \Delta \theta_i R(s), \quad (11)$$

其中  $D(s) = \frac{s \lambda}{(s + \lambda)^2} \frac{\partial \tilde{G}^{-1}(s)}{\partial \theta_i}$ .

根据多变量系统频域理论有:

$$\sigma_c(\alpha(j\omega)) \leq \frac{|\Delta Y(j\omega)|}{|\Delta \theta_i D(j\omega) R(j\omega)|} \leq \bar{\sigma}(\alpha(j\omega)), \quad (12)$$

式中  $\sigma(\alpha(j\omega))$   $\bar{\sigma}(\alpha(j\omega))$  分别是传递函数矩阵  $\alpha(j\omega)$  的最小和最大奇异值. 由式 (12) 可知传递函数矩阵  $\alpha(j\omega)$  参数的变化引起的输出的变化与  $\alpha(j\omega)$  的最小及最大奇异值相关. 图 2 分别是  $\omega_1 = 1$   $\omega_1 = 500$  (rad/s) 时  $\alpha(j\omega)$  的最大奇异值曲线. 在  $\omega_1 < 100$  时  $\alpha(j\omega)$  的最大奇异值曲线与  $\omega_1 = 1$  时相似, 在所有频率范围内变化不大. 当  $\omega_1 > 100$  时  $\alpha(j\omega)$  的最大奇异值在高频段产生突变,  $\omega_1$  越大变化越大, 这表明对参数变化越敏感, 调节器的鲁棒性变差, 但在基频范围内 (50Hz) 最大奇异值较小.

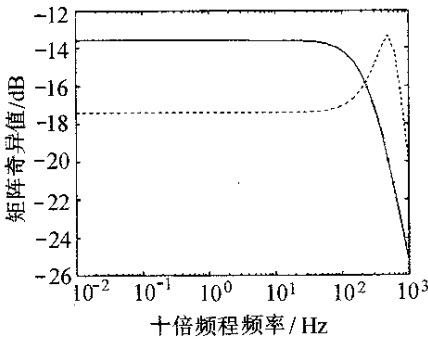


图 2  $\alpha(j\omega)$  的最大奇异值曲线

Fig.2 Maximum singlar value of  $\alpha(j\omega)$

3 内模控制器参数在线辨识( On-line identification of parameters of internal model controller )

IMC 电流调节器的性能取决于预测内模与电机实际模型的匹配情况. 受发热及磁路饱和等因素的影响, 电机参数的运行过程中会产生较大的变化. 为保证 IMC 电流调节器的良好性能需对模型参数在线辨识以及及时对 IMC 电流调节器进行校正.

对式 (4) 进行  $z$  变换, 可得出离散化的电流传递矩阵函数为:

$$G(z) = \frac{1}{A(z^{-1})} \begin{bmatrix} B_{11}(z^{-1}) & B_{12}(z^{-1}) \\ B_{21}(z^{-1}) & B_{22}(z^{-1}) \end{bmatrix}, \quad (13)$$

式中

$$\begin{aligned} A(z^{-1}) &= 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2}, \\ B_{11}(z^{-1}) &= B_{22}(z^{-1}) = b_{10} + b_{11} z^{-1}, \\ B_{12}(z^{-1}) &= -B_{21}(z^{-1}) = b_{12} z^{-1}, \\ a_1 &= -(e^{s_1 T_{sa}} + e^{s_2 T_{sa}}), \quad a_2 = e^{s_1 T_{sa}} \cdot e^{s_2 T_{sa}}, \\ b_{10} &= \frac{1}{\sigma L_1}, \quad b_{11} = \frac{1}{2\sigma L_1} a_1, \\ b_{12} &= \frac{1}{2\sigma L_1} (e^{s_2 T_{sa}} - e^{s_1 T_{sa}}). \end{aligned}$$

而  $s_1 = -(\frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_1), \quad s_2 = -(\frac{R_1}{\sigma L_1} - j\omega_1)$

是传递矩阵函数(4)的特征多项式的根,  $T_{sa}$  为采样周期.

上面的传递矩阵函数可描述成两个双输入单输出子系统, 每个子系统可按 SISO 过程来进行参数辨识<sup>[7]</sup>. 第一个子系统的输入为  $u_{m1}(k), u_{t1}'(k)$ , 输出为  $i_{m1}(k)$ , 待辨识的参数为  $[a_1, a_2, b_{10}, b_{11}, b_{12}]$ . 在 IMC 电流调节器中需修正的参数为  $R_1, \sigma L_1$ , 由分解后的子系统可知这些参数可由一个子系统辨识得出. 如不考虑噪声的影响, 根据 RLS 可得到第一个子系统的参数辨识递推算如下:

$$\tilde{\theta}(k) = \tilde{\theta}(k-1) + K(k) [i_{m1}(k) - H(k) \tilde{\theta}(k-1)], \quad (14)$$

$$K(k) = [P(k-1)H^T(k) + H(k)P(k-1)H^T(k) + 1]^{-1}, \quad (15)$$

$$P(k) = [I - K(k)H(k)]P(k-1). \quad (16)$$

其中

$$\tilde{\theta} = [\tilde{a}_1, \tilde{a}_2, \tilde{b}_{10}, \tilde{b}_{11}, \tilde{b}_{12}], \quad (17)$$

$$\begin{aligned} H(k) &= [-i_{m1}(k-1), -i_{m1}(k-2), u_{m1}(k-1), \\ &\quad u_{m1}(k-2), u_{t1}'(k-2)]. \end{aligned} \quad (18)$$

根据式 (13) 中系数的关系求得的待辨识的电机参数为

$$\tilde{\sigma L_1} = \frac{1}{\tilde{b}_{10}}, \quad \tilde{R_1} = -\frac{\ln \tilde{a}_2}{2T_{sa} \tilde{b}_{10}}.$$

4 自适应 IMC 电流调节器的实现( Implementation of adaptive IMC current regulator )

从式 (8) 可知, 由 IMC 电流调节器得出的控制电压可分解为:

$$u(k) = F_P(s) e(s) + K_f i(k), \quad (19)$$

其中

$$\begin{aligned} F_P(s) &= \frac{\lambda}{s} \begin{bmatrix} \tilde{R_1} + \tilde{\sigma L_1} s & 0 \\ 0 & \tilde{R_1} + \tilde{\sigma L_1} s \end{bmatrix}, \\ K_f &= \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1 \tilde{\sigma L_1} \\ \omega_1 \tilde{\sigma L_1} & 0 \end{bmatrix}, \quad u(s) = \begin{bmatrix} u_{ds}(s) \\ u_{qs}(s) \end{bmatrix}, \\ i(s) &= \begin{bmatrix} i_{ds}(s) \\ i_{qs}(s) \end{bmatrix}, \quad e(s) = i(k) - \tilde{i}(s). \end{aligned}$$

而  $i(k)$  为参考定子电流,  $\tilde{i}(s)$  为实际的定子电流. 将式 (19) 转换成状态方程并离散化得:

$$x_c(k) = x_c(k-1) + T_{cs} A_c e(k), \quad (20)$$

$$u(k) = x_c(k) + B_c e(k) + K_f i(k). \quad (21)$$

其中

$$A_c = \lambda \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad B_c = \lambda \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \sigma L_s \end{bmatrix},$$

$T_{cs}$  是电流控制环的采样频率,  $k$  为采样时刻.

由式(19)可知,IMC 电流调节器可用独立的 PI 调节加内反馈来实现(如图 3 所示),右端第一项是 PI 调节,第二项是内部反馈,而式(20)和式(21)给出了其实现方法.为了验证 IMC 电流调节器的良好性能,我们用 DSP(TMS 320C50)及矢量控制协处理器(ADMC 200)构成了异步电机转子磁场定向的矢量控制系统,该系统由电流反馈、速度反馈、转速控制及自适应 IMC 电流控制等部分组成.转速的调节、IMC 电流调节、内模参数辨识及其它运算由 DSP 来完成,电流的采样与 A/D 转换、三相定子(abc)坐标系到同步旋转(MT)坐标系的变换及其逆变换、三相 PWM 的产生等均由 ADCM 200 完成.对 IMC 电流调节器要求电流采样频率  $\omega_{sa} \geq 10\lambda$ . 在实验中选择电流采样频率为 8kHz,转速的采样频率为 500Hz. IMC 电流调节器中模型参数的辨识用最小二乘法,在输出电压  $u_{m1}$ 、 $u_{l1}$  上注入  $\pm 10V$  的 PRBS 序列作为输入辨识信号. PRBS 的注入与电流采样同步以保证输出比输入慢一拍.适当选取矩阵  $P$  的初始值可使辨识参数的收敛较快.在实验中选  $P(0) = 100I$ ,电机的初始参数为  $[R_1, L_1, R_2, L_2, \sigma] = [4.8\Omega, 52.24mH, 1.2\Omega, 51.83mH, 0.095]$ .  $R_1$  的估计过程如图 4 所示,其收敛值为  $4.792\Omega$ .图 5 是 IMC 电流调节器在模型匹配时的阶跃响应曲线,当取  $\lambda = 2200$  时电流响应上升时间小于 1ms.图 6 是突加减负载时输出转矩波形.给定转速为 300rad/s,负载突变时输出转矩及转速均有一定的冲击,但变化均较小,调节时间也不长,动态稳定性较好.

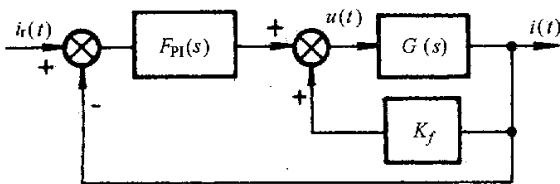


图 3 IMC 电流调节器的结构分解

Fig.3 Structural decomposition of IMC current regulator

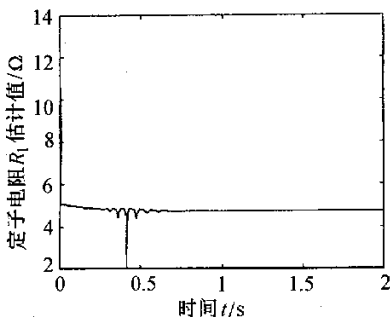


图 4 定子电阻  $R_1$  的估计曲线

Fig.4 Estimation of  $R_1$

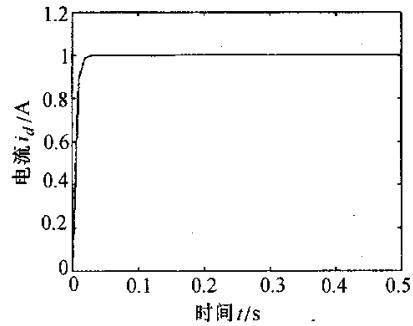


图 5 IMC 电流调节器的阶跃响应

Fig.3 Step response of IMC current regulator

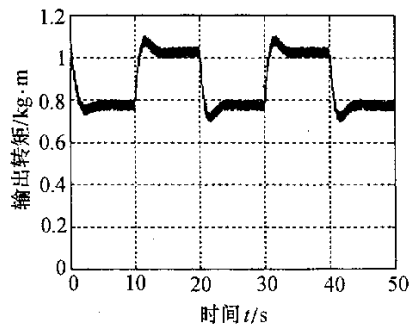


图 6 转矩响应波形

Fig. 6 IM experiment Torue response

## 5 结论(Conclusion)

本文将内模控制方法应用于异步电机矢量控制中的电流调节. IMC 调节器的设计对电机参数的依赖性较小,只需用闭环系统的上升时间来进行调整. 辨识出电机的定子电阻和漏感可对 IMC 调节器的参数进行在线校正. 采用 PI 调节加内反馈的控制结构易于 DSP 实现. 仿真及实验表明自适应 IMC 调节器的电流及转矩的动态响应好,对参数变化的敏感性小,适用于电压型 PWM 逆变器供电的异步电机转子磁场定向矢量控制.

## 参考文献(References)

- [1] Loenz R D and Lipo T A. Motion control with induction motors[J]. Proceedings of the IEEE, 1994, 82(8):1215-1239
- [2] Lee D C and Sul S K. High performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive[J]. IEEE Trans. Ind. Appl. , 1994, 23(6):1247-1257
- [3] Kim Min-Huei and Hung James C. Vector control system for induction motor without speed sensor at very low speed[A]. IEEE Ind. Electron. Conference[C], Florida, USA, 1995, 524-529
- [4] Zhang L, Norm R and Shepherd W. Long-range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using synchronous reference frame[J]. IEEE Trans. Contr. Syst. Technol. , 1997, 15(1):119-126

( 上接第 556 页 )

- [ 5 ] Akagi H. High performance control strategy of cycloconverted —— fed induction motor systems based on digital control theory [ J ]. IEEE Trans. on Ind. Electron. , 1986 , 33 ( 2 ) : 126 – 131
- [ 6 ] Thomas J L and Boidin M. An internal model control structure in field oriented controlled VSI induction motors [ A ]. In Proc. Europe Power Electron [ C ] , Florence , Italy , 1991 2 : 202 – 207
- [ 7 ] 方崇智 , 萧德云 . 过程辨识 [ M ]. 北京 : 清华大学出版社 , 1988

### 本文作者简介

庄圣贤 1964 年生 . 1991 年于西南交通大学获硕士学位 , 1999

年于电子科技大学获博士学位 . 现在浙江大学电工流动站做博士后研究 . 研究方向为微特电机及其传动系统的自适应控制和智能控制 .

陈永校 1930 年生 . 教授 , 博士生导师 , 浙江大学电机及其控制研究所所长 . 研究方向为微特电机及其传动系统的自适应控制和智能控制 .

李肇基 1940 年生 . 1963 年毕业于成都电讯工程学院 , 现为电子科技大学微电子所所长 , 教授 , 博士生导师 . 研究方向为电力电子电路中的高压智能功率控制及功率集成电路设计 .