

内模控制在异步电机矢量变频调速中的应用*

庄圣贤** 李学宁 李肇基

(电子科技大学微电子所 成都 610054)

【摘要】 提出了异步电机电流调节器的内模控制法 (IMC) 设计, 用矩阵奇异值分析了 IMC 电流调节器的鲁棒性, 并将其应用于异步电机转子磁场定向的转差频率矢量控制中。将 IMC 调节与 PI 调节的结果作了比较。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 IMC 电流调节器的良好性能。

关键词 内模控制; 矢量控制; 鲁棒性; 奇异值

中图分类号 TM921.51

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。在用定子电流调节的电压型 PWM 控制方式中^[1], 经过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通过两个独立的 PI 调节器来得到所需的输出参考电压值。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受到励磁电流的影响^[2, 3]。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^[4], 或用状态反馈以及预测控制来提高电流或转矩控制性能, 但其实现较复杂^[5, 6]。本文用内模控制法设计异步电机的电流调节器并应用于异步电机转差频率矢量控制中。通过对异步电机 IMC 电流调节器的仿真分析及用 DSP 构成的矢量控制系统实验表明不仅 IMC 调节器的设计对电机参数的依赖性较小、容易调整, 且转矩和电流调节具有较好的鲁棒性和动态响应性能。

1 异步电机 IMC 电流调节器设计

转子磁通同步坐标下的电压方程为

$$u_{m1} = (R_1 + \sigma L_1 p) i_{m1} - \omega_1 \sigma L_1 i_{t1} + (L_m / L_r) p \psi_2 \quad (1)$$

$$u_{t1} = (R_1 + \sigma L_1 p) i_{t1} + \omega_1 \sigma L_1 i_{m1} + \omega_1 (L_m / L_r) \psi_2 \quad (2)$$

式中 $\sigma = 1 - (L_m^2 / L_1 L_2)$; R_1 、 L_1 分别为定子的电阻和自感; L_m 为定转子之间的互感; ω_1 为磁场同步旋转角速度; p 为微分算子。

如果在调速过程中保持转子磁通 ψ_2 恒定, 则 $p\psi_2 = 0$ 。令 $p = s$ 及

$$u'_t = u_{t1} - \omega_1 \frac{L_m}{L_r} \psi_2 \quad (3)$$

则异步电机的电流、电压之间的传递函数矩阵模型为

$$Y(s) = G(s)U(s) \quad (4)$$

式中

$$Y(s) = \begin{bmatrix} i_{m1}(s) \\ i_{t1}(s) \end{bmatrix} \quad U(s) = \begin{bmatrix} u_{m1}(s) \\ u'_{t1}(s) \end{bmatrix}$$
$$G(s) = \begin{bmatrix} R_1 + \sigma L_1 s & -\omega_1 \sigma L_1 \\ \omega_1 \sigma L_1 & R_1 + \sigma L_1 s \end{bmatrix}^{-1}$$

根据如图 1 所示的内模控制的设计方法, 当已知对象的预测模型 $G(s)$ 时, 在图 1 中采用如式(5)所示的控制器可使过程有一定鲁棒性, 即

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

1998 年 11 月 12 日收稿

* 电子部预研基金资助项目

** 男 34 岁 博士生

式中 $F(s)$ 是如式(6)所示的对角阵前馈低通滤波器, 用来提高系统的鲁棒性, 即

$$F(s) = \text{diag}\left(\frac{\lambda_1^n}{(s + \lambda_1)^n}, \frac{\lambda_2^n}{(s + \lambda_2)^n}, \dots, \frac{\lambda_k^n}{(s + \lambda_k)^n}\right) \quad (6)$$

一般来说式(6)中的正整数 n 应选得足够大以使 $F(s)$ 为正则。当预测模型 $\hat{G}(s)$ 与实际对象一致时, 系统闭环带宽仅取决于参数 λ_i 。对一阶系统而言, λ 与阶跃响应的上升时间的关系近似为: $t_r \approx 2.2 / \lambda$ 。

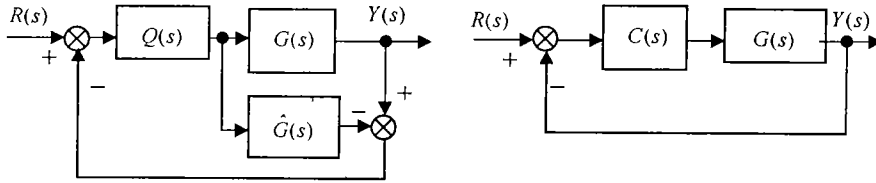


图 1 内模控制及其等价反馈控制原理图

如式(4)所示的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。前馈低通滤波器 $F(s)$ 可选为

$$F(s) = \frac{\lambda}{s + \lambda} I \quad (7)$$

故所设计的 IMC 电流调节器 $Q(s)$ 为

$$Q(s) = \hat{G}^{-1}(s)F(s) = \begin{bmatrix} \hat{R}_1 + \hat{\sigma}\hat{L}_1 s & -\omega_1 \hat{\sigma}\hat{L}_1 \\ \omega_1 \hat{\sigma}\hat{L}_1 & \hat{R}_1 + \hat{\sigma}\hat{L}_1 s \end{bmatrix} F(s) \quad (8)$$

式中 \hat{R}_1 、 \hat{L}_1 、 $\hat{\sigma}$ 为定子电阻、自感及漏感系数的估计值。

将 IMC 电流调节器等效成如图 1 所示的反馈控制器为

$$C(s) = \left[I - \frac{\lambda}{s + \lambda} I \right]^{-1} \hat{G}^{-1}(s) \frac{\lambda}{s + \lambda} = \frac{\lambda}{s} \hat{G}^{-1}(s) = \lambda \begin{bmatrix} \hat{\sigma}\hat{L}_1 \left(1 + \frac{\hat{R}_1}{s\hat{\sigma}\hat{L}_1}\right) & -\frac{\omega_1 \hat{\sigma}\hat{L}_1}{s} \\ \frac{\omega_1 \hat{\sigma}\hat{L}_1}{s} & \hat{\sigma}\hat{L}_1 \left(1 + \frac{\hat{R}_1}{s\hat{\sigma}\hat{L}_1}\right) \end{bmatrix} \quad (9)$$

2 IMC 电流调节器的性能分析

从式(9)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 得出调节后的闭环传递矩阵函数

$$G_c(s) = [I + G_o(s)]^{-1} G_o(s) = \left[I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} \frac{\lambda}{s} I = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中 $G_o(s) = C(s)G(s) \quad (11)$

图 2 是取 $\lambda = 10$ 时仿真得出的 $g_{11}(s)$ 对数幅频特性。从图中可以看出, 对 IMC 电流调节器的传递矩阵函数是一个一阶系统, 不存在 dq 分量的交互影响。

若电机参数 $\theta = [R_1, \sigma L_1, \omega_1]$ 中的某个参数的变化为 $\Delta\theta_i = \tilde{\theta}_i - \theta_i$, 引起的输出的变化为

$$\Delta Y(s) = \left. \frac{\partial G_c(s)}{\partial \tilde{\theta}_i} \right|_{\tilde{\theta}=\theta} \Delta \theta_i R(s) \quad (12)$$

式中

$$\left. \frac{\partial G_c(s)}{\partial \tilde{\theta}_i} \right|_{\tilde{\theta}=\theta} = \left[I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} \left. \frac{\partial G_o(s)}{\partial \tilde{\theta}_i} \right|_{\tilde{\theta}=\theta} \left[I + \frac{\lambda}{s} I \right]^{-1} = \frac{s^2}{(s + \lambda)^2} \left. \frac{\partial G_o(s)}{\partial \tilde{\theta}_i} \right|_{\tilde{\theta}=\theta} \quad (13)$$

由式(11)可得

$$G_o(s) \Big|_{\theta=\bar{\theta}} = \frac{\lambda}{s} \hat{G}^{-1}(s) G(s) \Big|_{\theta=\bar{\theta}} = \frac{\lambda}{s} I \tag{14}$$

$$\frac{\partial G_o(s)}{\partial \bar{\theta}_i} \Big|_{\bar{\theta}=\bar{\theta}} = \frac{\lambda}{s} G(s) \frac{\partial \hat{G}^{-1}(s)}{\partial \bar{\theta}_i} \Big|_{\bar{\theta}=\bar{\theta}} \tag{15}$$

令

$$D(s) = \frac{s\lambda}{(s+\lambda)^2} \frac{\partial \hat{G}^{-1}(s)}{\partial \bar{\theta}_i} \tag{16}$$

则式(12)可表示为

$$\Delta Y(s) = G(s) D(s) \Delta \theta_i R(s) \tag{17}$$

根据多变量系统频域理论有

$$\underline{\sigma}(G(j\omega)) \leq \frac{|\Delta Y(\omega)|}{|\Delta \theta_i D(\omega) R(\omega)|} \leq \bar{\sigma}(G(j\omega)) \tag{18}$$

式中 $\underline{\sigma}(G(j\omega))$ 、 $\bar{\sigma}(G(j\omega))$ 是传递函数矩阵 $G(j\omega)$ 的最小、最大奇异值。由式(18)可知传递函数矩阵 $G(j\omega)$ 参数的变化引起的输出的变化受限于 $G(j\omega)$ 的最小、最大奇异值。图 3 表示是 $\omega_1=1$, $\omega_1=500$ rad/s 时 $G(j\omega)$ 的最大奇异值曲线。在 $\omega_1 < 100$ 时 $G(j\omega)$ 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 $G(j\omega)$ 的最大奇异值在高频段产生突变, ω_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 (50 Hz) 鲁棒性都较好。

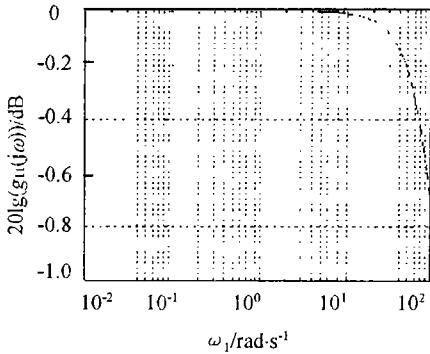


图 2 $g_{11}(s)$ 对数幅频特性

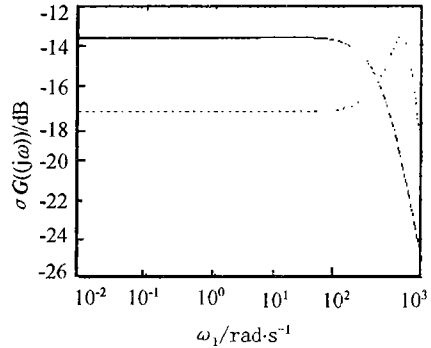


图 3 $G(j\omega)$ 的奇异值曲线

3 IMC 电流调节器在转差频率矢量控制中的应用

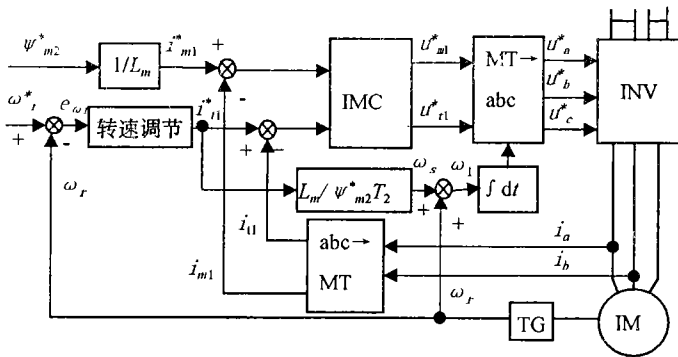


图 4 基于 IMC 电流调节的矢量控制原理图

用 DSP(TMS320C50) 及矢量控制协处理器 (ADMC200) 实现的基于 IMC 电流调节器的异步电机转子磁场定向的转差频率矢量控制系统如图 4 所示。由电流反馈、速度反馈(带速度传感器)、转速控制及 IMC 电流控制等部分组成。转速的调节、电流的 IMC 控制及其他运算由 DSP 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 ADCM200 完成。系统的工作原理是: 根据速度的给定值与测量值的误差经 PI 调节得到转矩电流分量 i^*_{r1} , 根据给定磁通 ψ^*_2 算出励磁电流

根据速度的给定值与测量值的误差经 PI 调节得到转矩电流分量 i^*_{r1} , 根据给定磁通 ψ^*_2 算出励磁电流

分量 i_{m1}^* (忽略转子磁通的动特性可使 IMC 电流控制的效果更好)。将给定励磁及转矩电流与实际的定子电流 (变换到 MT 坐标) 比较后经 IMC 电流调节得到转子磁通同步坐标轴上的参考电压, 再经磁通同步坐标轴到定子坐标轴的变换后得到三相定子电压, 同步旋转变换的角度由估计的转差角速度与所测实际转速之和积分后得出, 由逆变器输出至电机。同步旋转变换的角度由估计的转差角速度与所测实际转速之和积分后得出。三相 PWM 由 ADMC200 产生后经 IR2233 驱动 IGBT 逆变器。IMC 电流调节器用独立的 PI 调节加内反馈来实现。即

$$u(s) = \frac{\lambda}{s} \begin{bmatrix} \hat{R}_1 + \sigma \hat{L}_1 s & 0 \\ 0 & \hat{R}_1 + \sigma \hat{L}_1 s \end{bmatrix} e(s) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_1 \sigma \hat{L}_1 \\ \omega_1 \sigma \hat{L}_1 & 0 \end{bmatrix} y(s) \quad (19)$$

式中 右端第一项是 PI 调节; 第二项是内反馈。

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 5 kHz, 转速的采样频率为 500 Hz。控制用的电机为 0.75 kW、额定转速 2 825 转/min。电机的参数为 $[R_1, L_1, R_2, L_2, \sigma] = [7.8 \Omega, 52.24 \text{ mH}, 1.2 \Omega, 51.83 \text{ mH}, 0.095]$ 。

图 5 是取 $\lambda=50$, $\omega_e=300 \text{ rad/s}$ 时, 分别由 IMC 和 PI 电流调节器 (虚线) 所得到的 i_d 的阶跃响应, 从图中可以看出 IMC 比 PI 调节的超调及上升与稳定时间均要短, 品质优于 PI 调节。图 6

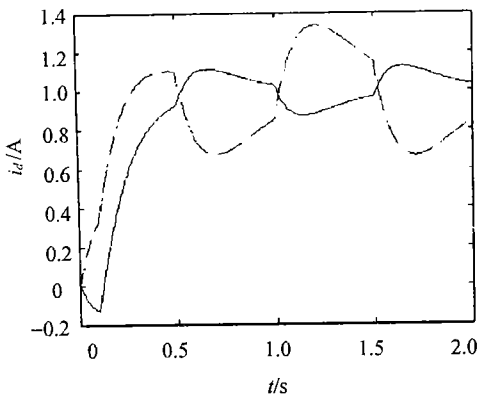


图 5 IMC 与 PI 调节的电流 i_d 的阶跃响应 ($\lambda=50$)

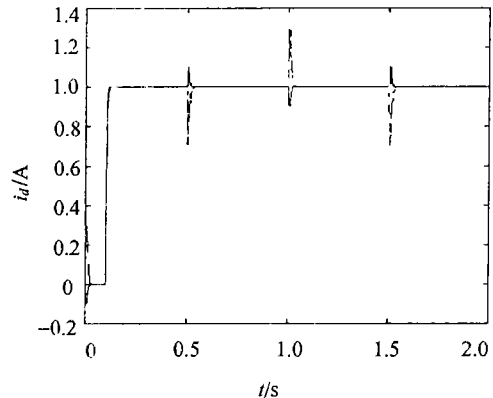


图 6 IMC 与 PI 调节的电流 i_d 的阶跃响应 ($\lambda=500$)

是取 $\lambda=500$ 时, 分别由 IMC 和 PI 电流调节器 (虚线) 所得到的 i_d 的阶跃响应波形。与图 5 相比, 电流响应的上升时间要快得多, 由此可以看出, IMC 电流调节器的性能在模型参数适配的情况下仅取决于参数 λ 。图 7 是 IMC 电流调节器的输出电压波形, 当 λ 增加时, 输出电压的变化加快, 在电压的转折处会出现较大的尖峰, 这是实际中所不希望的, 况且逆变器也不可能产生这样的输出, 因此, 在编制软件时需滤除电压的尖峰脉冲。图 8 是突加减负载时实测的输出转矩变化波形。给定转速为 300 rad/s, 负载突变时输出转矩及转速均有一定的冲击。但变化小于 4%, 调节时间不长, 动态稳定性较好。

4 结论

本文将内模控制方法应用到异步电机转差频率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。仿真及实验表明 IMC 调节器的电流及转矩的动态响应好, 对参数变化有一定的鲁棒性而且用 DSP 实现起来较容易。尽管我们在实验中控制的是 0.75 kW 的异步电机, 该方法在大功率电机中应用也同样有效。如通过在线参数辨识构成自适应的 IMC 电流控制, 则在电压型 PWM 逆变器供电的异步电机转子磁场定向矢量控制中能取得更好的效果。

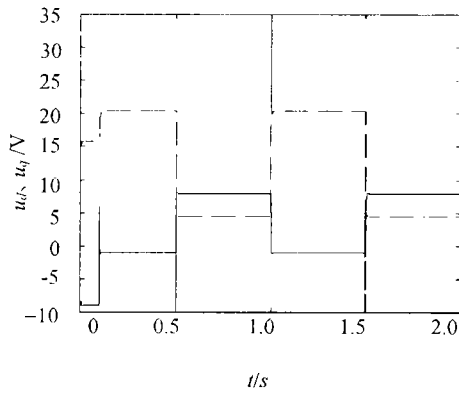


图7 IMC 电流调节器的输出电压波形

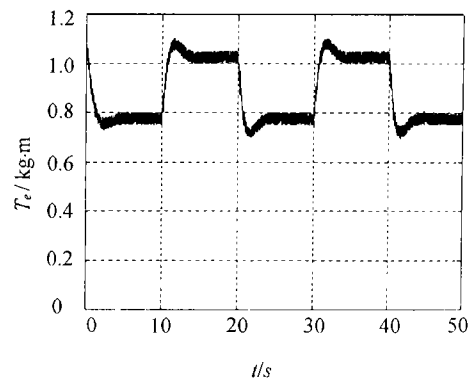


图8 转矩响应波形

参 考 文 献

- 1 庄圣贤, 李学宁, 李肇基. 基于谐波消除 PWM 的 RMOS 逆变器的研制. 电子科技大学学报, 1997, 26(6): 605~609
- 2 Lorenz R D, Lipo T A, Novotny D W. Motion control with induction motors. Proceedings of the IEEE, 1994, 82(8): 1 215~1 239
- 3 Lee D C, Sul High S K. Performance current regulator for a field-oriented controlled induction motor drive. IEEE Trans Industry Applicat, 1994, 23(5): 1 247~1 257
- 4 Kim Min Huel. Vector control system for induction motor without speed sensor at very low speed. IEEE Ind Electron Conference, 1995: 524~529
- 5 Zhang L, Norman R, Shepherd W. Long-range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using synchronous reference frame. IEEE Trans Contr Syst Technology, 1997, 15(1): 119~126
- 6 Kagi H A, Nabae A. High performance control strategy of cycloconverted -fed induction motor drive system based on digital control theory. IEEE Trans on Ind Electron, 1986, 33(2): 126~131

Application of Internal Model Control to Current Regulation of Vector-controlled Induction Motor

Zhuang Shengxian Li Xuening Li Zhaoji

(Inst of Microelectronics, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, the internal mode control approach is applied to the current regulation of indirect rotor flux oriented control (IFOC) of asynchronous induction motor. The design methodology of current regulator is presented and its dynamic and robust characteristics is analyzed using matrix singular values. The performance of IMC is compared with that of PI current regulation. Finally, the simulating and experimental results verify the good performances of the internal model current control in the IFOC asynchronous induction motor.

Key words internal model control; vector control; robustness; singular value