

感应电动机的解耦—自适应控制

吴 捷

(华南理工大学无线电与自动控制研究所, 广州)

陈 清 泉

(香港大学电机与电子工程系)

罗 绮 霞

(华南理工大学无线电与自动控制研究所, 广州)

摘 要

本文提出了感应电动机的解耦控制方法。在与电压源同步旋转的参考框架上证明了二次磁通与二次电流的解耦原理, 从而简化了数学模型。在解耦控制的基础上给出一种新的自适应控制模式。一些实例的计算机仿真结果说明了上述方法的有效性。

一、引 言

从动态结构上看, 感应电动机是一个复杂的、其内部存在着多种耦合关系的多变量非线性系统。因而它不具备直流电机那种优良的控制性能。以往, 较多的研究是感应电动机的矢量控制, 由于需要磁通观测和很复杂的坐标变换以及较多的硬件支持而难于推广。另一个发展方向是转差频率控制。在已发表的论文中, K. Ohnishi 等人提出并证明了基于转差频率控制的二次磁通恒幅值调整的基本原理^[1], 并接着解决了二次磁通和二次电流的解耦控制问题^{[2], [3]}。为了补偿转子电阻受温度变化的影响, 他们进一步采用自适应辨识方法, 估计出电阻的变化值。而 S. Bolognani 等人的工作, 则在保证磁通调整的条件下, 推导出电机的小信号模型, 并提出了一种模型参考自适应控制模式。

在上述研究的基础上, 作者在与供电电压同步旋转的框架上, 证明了二次磁通与二次电流的正交解耦原理。在采用转差频率控制以保证磁通与力矩独立调整的基础上, 提出了一个新的解耦—自适应控制。仿真结果表明, 系统具有良好的动态响应和抗电机一负荷参数变化的能力。

二、电机的数学模型和解耦原理

当采用电压源逆变器时, 感应电动机在与旋转电压向量同步的 $\alpha-\beta$ 参考框架下的动态方程为

$$\begin{pmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 + L_1 P & -\omega_s L_1 & MP & -\omega_s M \\ \omega_s L_1 & r_1 + L_1 P & \omega_s M & MP \\ MP & -(\omega_s - \omega_r)M & r_2 + L_2 P & -(\omega_s - \omega_r)L_2 \\ (\omega_s - \omega_r)M & MP & (\omega_s - \omega_r)L_2 & r_2 + L_2 P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{pmatrix}. \quad (1)$$

二次磁链为

$$\begin{pmatrix} \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M & 0 & L_2 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ i_{2\alpha} \\ i_{2\beta} \end{pmatrix}. \quad (2)$$

电机的力矩为

$$T_e = \lambda_{2\beta} i_{2\alpha} - \lambda_{2\alpha} i_{2\beta} = |\lambda_2| |i_2| \sin \zeta. \quad (3)$$

将式(2)中 $i_{2\alpha}$, $i_{2\beta}$ 的表达式代入到式(1)中, 得出

$$\begin{pmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 + L_\sigma P & -\omega_s L_\sigma & (M/L_2)P & -(M/L_2)\omega_s \\ \omega_s L_\sigma & r_1 + L_\sigma P & (M/L_2)\omega_s & (M/L_2)P \\ -r_2 M/L_2 & 0 & (r_2/L_2) + P & -(\omega_s - \omega_r) \\ 0 & -r_2 M/L_2 & \omega_s - \omega_r & (r_2/L_2) + P \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{pmatrix}, \quad (4)$$

$$\text{式中,} \quad L_\sigma = (L_1 L_2 - M^2)/L_2. \quad (5)$$

由此可见, 感应电动机是一个复杂的、其内部存在着多种耦合关系的多变量非线性系统。

从矩阵方程(1)的最后两行可得

$$\left. \begin{aligned} MP \cdot i_{1\alpha} - (\omega_s - \omega_r)M \cdot i_{1\beta} + (r_2 + L_2 P)i_{2\alpha} - (\omega_s - \omega_r)L_2 \cdot i_{2\beta} &= 0 \\ (\omega_s - \omega_r)Mi_{1\alpha} + MPi_{1\beta} + (\omega_s - \omega_r)L_2 i_{2\alpha} + (r_2 + L_2 P)i_{2\beta} &= 0 \end{aligned} \right\}. \quad (6)$$

根据式(2), 我们得到

$$\left. \begin{aligned} P\lambda_{2\alpha} &= MPi_{1\alpha} + L_2 Pi_{2\alpha} \\ P\lambda_{2\beta} &= MPi_{1\beta} + L_2 Pi_{2\beta} \end{aligned} \right\}. \quad (7)$$

将式(7)代入到式(6)中, 得到

$$\left. \begin{aligned} P\lambda_{2\alpha} &= (\omega_s - \omega_r)M \cdot i_{1\beta} - r_2 i_{2\alpha} + (\omega_s - \omega_r)L_2 \cdot i_{2\beta} \\ P\lambda_{2\beta} &= -(\omega_s - \omega_r)M \cdot i_{1\alpha} - (\omega_s - \omega_r)L_2 i_{2\alpha} - r_2 i_{2\beta} \end{aligned} \right\}. \quad (8)$$

对二次磁链幅值平方的微分是

$$P|\lambda|^2 = P(\lambda_{2\alpha}^2 + \lambda_{2\beta}^2) = 2\lambda_{2\alpha} P\lambda_{2\alpha} + 2\lambda_{2\beta} P\lambda_{2\beta}. \quad (9)$$

将式(8)代入到式(9)中, 得到

$$P|\lambda|^2 = 2\lambda_{2\alpha}i_{1\beta}(\omega_s - \omega_r)M - 2\lambda_{2\alpha}i_{2\alpha}r_2 + 2\lambda_{2\alpha}i_{2\beta}(\omega_s - \omega_r)L_2 - 2\lambda_{2\beta}i_{1\alpha}(\omega_s - \omega_r)M - 2\lambda_{2\beta}i_{2\alpha}(\omega_s - \omega_r)L_2 - 2\lambda_{2\beta}i_{2\beta}r_2. \quad (10)$$

根据式(2), 我们有

$$\left. \begin{aligned} i_{1\alpha} &= \frac{\lambda_{2\alpha} - L_2 i_{2\alpha}}{M} \\ i_{1\beta} &= \frac{\lambda_{2\beta} - L_2 i_{2\beta}}{M} \end{aligned} \right\}. \quad (11)$$

将式(11)代入到式(10), 最后可得

$$P|\lambda|^2 = -2\lambda_{2\alpha}i_{2\alpha}r_2 - 2\lambda_{2\beta}i_{2\beta}r_2 = -2r_2 \cdot \lambda_2 \cdot i_2. \quad (12)$$

这样一来, 如果 $|\lambda_2|$ 是常值, 则 $P|\lambda|^2 = 0$, 即 $\lambda_2 \cdot i_2 = 0$, 这意味着 λ_2 与 i_2 是正交的, 亦即 ζ 为 $\pi/2$, 而且式(3)中的 T_e 与 $|i_2|$ 完全成正比. 这便是解耦控制的基本原理. 我们选定二次磁链轴与 α 轴相重合, 并受 α 轴的控制. 在解耦条件下, 二次电流必与 β 轴相重合, 并受 β 轴的控制. 于是, 二次磁链与二次电流的解耦条件可表示为

$$\lambda_{2\beta} = 0, \text{ 及 } i_{2\alpha} = 0. \quad (13)$$

由(4)可知, 可通过转差频率控制来实现上述解耦条件:

$$\left. \begin{aligned} \omega_{slip} &= \omega_s - \omega_r = \frac{r_2 M}{L_2 \lambda_{2\alpha}} i_{1\beta} \\ i_{1\alpha} &= \text{constant} \end{aligned} \right\}. \quad (14)$$

此时, 式(4)变为

$$\begin{pmatrix} e_{1\alpha} \\ e_{1\beta} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_1 & -L_\sigma \omega_s & 0 & 0 \\ L_1 \omega_s & r_1 + L_\sigma P & 0 & 0 \\ -r_2 M / L_2 & 0 & r_2 / L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{1\alpha} \\ i_{1\beta} \\ \lambda_{2\alpha} \\ \lambda_{2\beta} \end{pmatrix}. \quad (15)$$

但是, 在一次电路中, 从式(15)可知, 仍存在着交叉项. 为了实现更完善的解耦, 可构成附加环节来抵消交叉项, 因此, 可用下列公式来控制 $e_{1\alpha}$, $e_{1\beta}$:

$$\left. \begin{aligned} e_{1\alpha} &= e_{1\alpha}^{ef} - L_\sigma \omega_s i_{1\beta} \\ e_{1\beta} &= e_{1\beta}^{ef} + L_1 \omega_s i_{1\alpha} \end{aligned} \right\}. \quad (16)$$

如此, 在完全解耦条件下, 电机的方块图如图1所示, 图中考虑了系统的负荷.

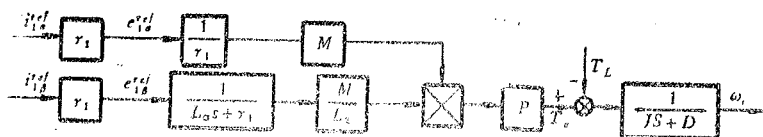


图1 完全解耦的感应电动机方块图

由此可以得到电机的状态方程

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} T_e \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-r_1}{L_\sigma} & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{D}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_e \\ \omega_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{K_g}{L_\sigma} \\ 0 \end{pmatrix} i_{1\beta}^{ef}, \quad (17)$$

$$\omega_r = [0 \quad 1] \begin{pmatrix} T_e \\ \omega_r \end{pmatrix}, \quad (18)$$

式中, $K_g = \frac{Pr_1 M^2 i_{1\alpha}^{ef}}{L_2}.$ (19)

令 $X_p = \begin{pmatrix} T_e \\ \omega_r \end{pmatrix}, A_p = \begin{pmatrix} -\frac{r_1}{L_\sigma} & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{D}{J} \end{pmatrix}, B_p = \begin{pmatrix} \frac{K_g}{L_\sigma} \\ 0 \end{pmatrix}, C = [0 \quad 1],$ (20)

则式(17)变成

$$\dot{X}_p = A_p X_p + B_p i_{1\beta}^{ef}, \quad (21)$$

$$\omega_r = C X_p. \quad (22)$$

三、自适应控制系统的设计

在上述解耦控制的基础上, 可以构成各种常规的速度控制系统, 例如 PI 控制等等。

为了使拖动系统具有高的性能和抗电机—负荷参数变化的能力, 一种有效的途径是在解耦控制的基础上, 构成一个新的自适应控制系统。这里, 采用了模型参考自适应控制模式。对于这种系统的设计可分两个步骤进行。首先, 根据对系统性能指标的要求, 构造一个理想的参考模型, 然后组成一个线性模型跟随控制系统, 使电力拖动在额定参数下尽可能好的跟随理想模型的运动。当电力拖动的电机—负荷参数由于外界环境的改变而发生明显变化时(例如, 转子电阻的变化, 转动惯量的变化等等), 为使系统仍能保持优良的跟踪性能, 还需进行第二步的设计, 即设计一个自适应机构, 它产生的自适应律应使系统具有很强的鲁棒性, 并使跟随误差是渐近稳定的。图 2 是该解耦—自适应控制系统的方块图。图中 K_u 为前向增益矩阵, K_p 为反馈增益矩阵。

设参考模型的状态方程为

$$\dot{X}_M = A_M X_M + B_M u_M, \quad (23)$$

$$\omega_M = C X_M, \quad (24)$$

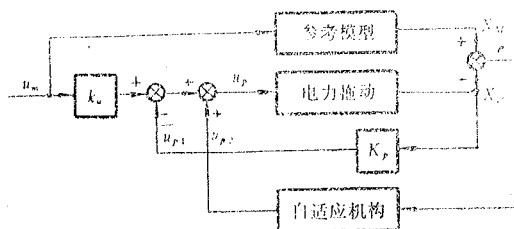


图 2 自适应控制系统方块图

式中, $X_M = \begin{bmatrix} T_{em} \\ \omega_{rm} \end{bmatrix}$, $A_M = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$, $B_M = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{12} \end{bmatrix}$,
 $C = [0 \quad 1]$, $u_M = \omega_r^{ref}$, (25)

它的传递函数表示为

$$G_M(s) = C[sI - A_M]^{-1}B_M = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (26)$$

ξ 与 ω_n 的取值可根据系统性能指标的优化原则来加以选取。

将式 (26) 展开, 利用分子、分母多项式中 s 的同次幂系数相等的原则可得

$$a_{11} + a_{22} = -2\xi\omega_n, \quad b_{12} = 0, \quad a_{21}b_{11} = \omega_n^2 = a_{22}a_{11} - a_{21}a_{12}. \quad (27)$$

满足完全模型跟随条件为^[5]

$$\left. \begin{aligned} (I - B_p B_p^+)(A_m - A_p) &= 0 \\ (I - B_p B_p^+)B_M &= 0 \end{aligned} \right\}, \quad (28)$$

式中, B_p^+ 为 B_p 的左伪逆, 且 $B_p^+ = (B_p^T B_p)^{-1} \cdot B_p^T$ 。

于是可求得

$$B_p^+ = \begin{bmatrix} \frac{L_\sigma}{K_g} & 0 \end{bmatrix}, \quad (29)$$

将其代入到式 (28) 中, 可得

$$\begin{aligned} b_{12} &= 0, \quad a_{21} = \frac{1}{J}, \quad a_{22} = -\frac{D}{J}, \quad b_{11} = \frac{\omega_n^2}{a_{21}} = J\omega_n^2, \\ a_{11} &= -2\xi\omega_n + \frac{D}{J}, \quad a_{12} = 2\xi\omega_n D - J\omega_n^2 - \frac{D^2}{J}. \end{aligned}$$

为实现上述完全模型跟随条件, 矩阵 K_u 、 K_p 的取值为

$$K_u = B_p^+ B_M = \frac{L_\sigma J \omega_n^2}{K_g}, \quad (30)$$

$$K_p = -B_p^+ (A_m - A_p) = - \begin{bmatrix} \left(\frac{D}{J} - 2\xi\omega_n + \frac{r_1}{L_\sigma} \right) \frac{L_\sigma}{K_g} \\ \left(2\xi\omega_n D - J\omega_n^2 - \frac{D^2}{J} \right) \frac{L_\sigma}{K_g} \end{bmatrix}^T. \quad (31)$$

对电力拖动的控制输入 u_p , 它由两部分组成:

$$u_p = u_{p1} + u_{p2}, \quad (32)$$

其中, u_{p1} 由线性模型跟随控制产生

$$u_{p1} = -K_p X_p + K_u u_M. \quad (33)$$

而 u_{p2} 则由自适应机构产生

$$u_{p2} = \Delta K_p(e, t) X_p + \Delta K_u(e, t) u_M. \quad (34)$$

这时, 广义状态误差的方程为

$$\begin{aligned} \dot{e} &= A_M X_M + B_M u_M - A_p X_p - B_p u_p = A_m e + B_p [B_p^+ (A_M - A_p) + K_p - \Delta K_p] X_p \\ &\quad + B_p (B_p^+ B_M - K_u - \Delta K_u) u_M. \end{aligned} \quad (35)$$

于是, 我们可以定义一个等价的反馈系统:

$$\text{前向块: } \dot{e} = A_m e + B_p u,$$

$$v = H e;$$

$$\text{反馈块: } W = -u = [B_p^+ (A_p - A_m) - K_p + \Delta K_p(v, t)] X_p$$

$$+ (K_u + \Delta K_u(v, t) - B_p^+ B_M) u_M. \quad (36)$$

根据超稳定性理论^[7], 为使闭环系统渐近超稳定, 必须满足 Попов 积分不等式

$$\int_0^T W^T v dt \geq -\delta^2, \quad \delta > 0 \quad (37)$$

并且 $Z(s) = H(sI - A_m)^{-1} B_p$ 为严格正实。

对任意正定对称阵 Q , 可从解 Ляпунов 方程

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (38)$$

中求得对称正定阵 P , 并取

$$H = B_p^T P \quad (39)$$

从而保证 $Z(s)$ 是严格正实的。

为使反馈块满足 Попов 积分不等式, 可取“比例加积分”形式的适应律

$$\Delta K_p(v, t) = \int_0^t \tilde{L} v (Q X_p)^T d\tau + L v (Q X_p)^T + \Delta K_p(0), \quad (40)$$

$$\Delta K_u(v, t) = \int_0^t \tilde{M} v (R u_m)^T d\tau + M v (R u_m)^T + \Delta K_u(0), \quad (41)$$

式中, $L, \tilde{L}, Q, M, \tilde{M}, R$ 均为对称正定阵。

四、仿 真 结 果

我们设计出一个数字仿真程序, 用来研究闭环系统的动特性。首先考虑被控对象的仿真模型为图 1 所示的解耦后的模型。

图 3 为自适应控制系统在额定速度输入和电力拖动的标称参数下的阶跃响应曲线。

从图中看出, 系统具有良好的跟踪性能。 ω_r 很快地与 ω_m 趋于一致。

图 4 中, (a) 为 $J = J_0$ (标值转动惯量), (b) 为 $J = 2J_0$ 情况下, 系统的响应曲线, 我们看到, 由于参数 (转动惯量) 的大幅度变化, 电机的速度在约 0.95 秒的起始时间段内落后于参考模型, 但仍能得到较好的响应特性。

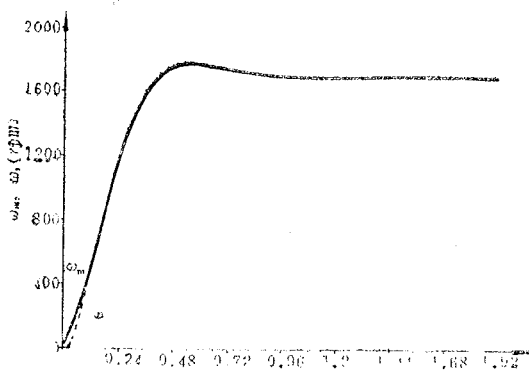


图 3 阶跃响应曲线

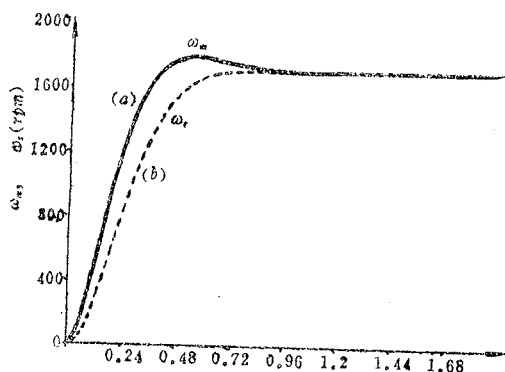


图 4 系统响应曲线

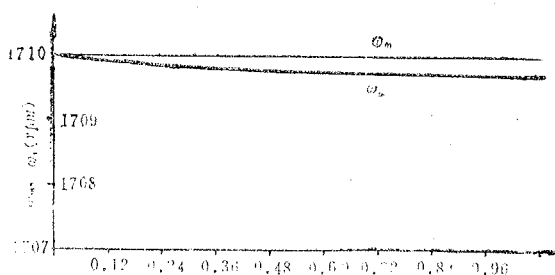


图 5 考虑转子变化的响应曲线

图 5 为考虑转子电阻变化的响应曲线。设转子电阻按下面的规律变化:

$$r_2(t) = r_{20} + K \cdot t.$$

应当指出的是, 由于转子电阻的变化破坏了解耦条件, 这时电机的模型应采用由式(4)所表征的非线性模型。从图中可见, 由于转子电阻的变化, 使实际电机速度产生小的下降, 但仍能满足系统的调速精度。

仿真结果表明, 感应电动机的解耦—自适应控制系统, 不仅在正常工作条件下具有良好的动态品质, 而且当参考数(转动惯量, 转子电阻)发生变化时, 仍能获得满意的性能, 说明系统具有很强的鲁棒性。

上述交流驱动自适应模型跟随控制系统的实现, 需要获取电机的转矩状态变量 T_e , 而在实际中, T_e 往往难于检测。虽然可用 Lunberger 观测器估计 T_e , 但由于负载干扰的影响, 难于获得准确的 T_e 值。因此, 为了简化自适应机构的设计, 我们设想忽略电磁时间常数的影响, 取消控制律中转矩状态变量 T_e 的信号, 仿真结果表明, 这种简化是可行的。并且, 当存在负载干扰时, 系统仍具有满意的特性。因限于篇幅, 仿真曲线从略。

五、结 论

综合应用解耦控制与自适应控制理论, 我们对感应电动机交流拖动提出了一种新的设计。这种方法, 一方面简化了复杂的、相互耦合的电机非线性模型; 从而使它易于实现控制, 简化了控制算法, 系统具有良好的动态响应; 另一方面, 当参数大幅度变化时, 由于引入了自适应律, 使系统具有很强的鲁棒性。为了使自适应律是可实现的, 我们在线性模型跟随和自适应控制信号中取消了转矩状态变量, 此时系统仍具有满意的性能。

参 考 文 献

- [1] Ohnishi, K., and K. Miyachi, Principles of Constant Magnitude Regulation of Secondary Flux Based on slip frequency Control in Induction Motor Drive. Presented at The Int. Conf. on Electrical Machines, Budepest, Sep., (1982).
- [2] Ohnishi, K., H. Suzuki and K. Miyachi, Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive with Controlled Voltage Source and its Comparison with Volt/herz Control, IEEE IAS82, 28B.
- [3] Terachima, M., M. Namura, T. Ashikaga, T. Nakamura and K. Ohnishi, Fully Digital Controlled Decoupled Control System in Induction Motor Drive. in Conf. Rec. of IECON'84.
- [4] Bolognani, S., G. S. Buja, D. Ciscato and D. Lango, Adaptive Control of a Voltage Inverter Induction Motor Drive, in Conf. Rec. of IECON'84.

- [5] Landau, I. D., Adaptive Control, The Model Reference Approach, New York, USA, M. Dekker, (1979).
- [6] Ohnishi, K., Y. Ueda and K. Miyachi, Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive. IEEE Trans. on Industrial Electronics, IE-33, 3, August, (1986).
- [7] Anderson, B.D.O., A Simplified Viewpoint of Hyperstability, IEEE, AC-13, (1968).

Decoupling—Adaptive Control of Induction Motors

Wu Jie

(Radio Auto-Control Research Institute, South China
University of Technology, Guangzhou)

C. C. Chan

(Electrical and Electronic Engineering Department of Hong Kong University)

Lo Qixia

(Radio Auto-Control Research Institute, South China
University of Technology, Guangzhou)

Abstract

An approach of decoupling control for induction motor drives is proposed in this paper. Decoupling theory of secondary flux and secondary current is proved in the reference frame, which is synchronously rotating with the voltage source, thereby the mathematical model is simplified. A novel adaptive control scheme based on the decoupling control is given. Computer simulation results of several examples are included to illustrate the effectiveness of the proposed approach.