

直接转矩控制系统的稳定性问题和鲁棒控制器设计

夏超英

(天津大学 电气与自动化工程学院, 天津 300072)

摘要: 直接转矩控制(DTC)系统的设计不依赖于感应电机的转子参数,但它的低速性能不好.研究发现,即使定子电阻测量得足够准确,根据定子磁链的电压电流模型设计的经典 DTC 系统的低速性能仍得不到改善.理论分析说明了这些问题存在的必然性,指出了 DTC 系统在转矩控制和稳定性之间存在的矛盾,给出了一种鲁棒控制器的设计方案.该方案同时使用了定子电阻和定子磁链的电流模型,当定子电阻和磁链模型出现误差时,表现出了好的鲁棒性.实验结果验证了系统的性能.

关键词: 直接转矩控制; 鲁棒控制; 感应电动机

中图分类号: TM301 **文献标识码:** A

Stability problem and robust controller design of direct torque control system

XIA Chao-ying

(Electrical Engineering and Automation, Tianjin University, Tianjing 300072, China)

Abstract: The design of the direct torque control (DTC) system does not rely on the rotor parameters of induction motor, but its performance of low speed is not good. It has been discovered that even if the measurement value of stator resistance is precise enough, the performance of the classical DTC system designed by using the voltage-current stator flux model still cannot get improved. By theoretical analysis, the inevitability of problems mentioned above was pointed out. The contradiction between the torque controlling performance and the stability of the DTC system was then analyzed. A kind of robust controller designing method was also presented. In this design, the stator resistance and the current model of stator flux were used at the same time. When the stator resistance and the flux model had errors, the system had a good robustness. The performance of this design was finally verified by the test result.

Key words: direct torque control (DTC); robust control; induction motor

1 引言(Introduction)

感应电动机定子电阻参数容易得到,定子侧的散热条件好,温升容易掌握和控制,定子绕组的集肤效应也很微弱.根据定子磁链的电压电流观测模型,定子电压减去定子电流在定子电阻上的压降后再积分即可得到定子磁链,而与感应电动机的定、转子电感参数和转子电阻参数无关.所以,人们期望得到感应电动机控制器的一种设计方法,它依赖于最少的电动机参数且和主磁路的饱和非线性特性无关,同样适用于弱磁和过激磁等不同工况.一段时间以来,与定子磁链相关的控制策略受到了人们的普遍重视,直接转矩控制系统的设计方法就是其中典型的代表^[1].

然而,在沿着上述思路进行的系统设计中,人们

发现了一些事先未曾考虑到的问题.例如,即使定子电阻测量得很准,也常常会出现系统的不稳定现象;在起动和出现转矩、磁链给定的阶跃变化时,系统响应往往很迟钝.特别是针对直接转矩控制系统低速性能差的问题,有种观点认为,只要定子电阻的测量值足够精确,通过将定子磁链的六边形给定改为圆形或多边形给定,并适当减小转矩控制的滞环宽度,系统的低速性能就可以得到保证^[2].持有这种观点的人,或者将很大的研究精力放在定子电阻的在线和离线辨识方案上^[3,4],或者希望通过对逆变器开关控制策略的改变来改善系统的性能^[5,6].本文分析了这种观点的错误,指出解决上述问题应该遵循的思路,给出了一种新的鲁棒控制器的设计方案.

2 感应电动机定子侧的控制方法 (Control scheme of induction motor in stator side)

转子坐标系下定、转子磁链为状态变量的感应电动机的复变量状态方程为^[7]

$$\begin{cases} \dot{\Psi}_s^r = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + j\omega_r\right)\Psi_s^r + \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r}\Psi_r^r + u_s^r, \\ \dot{\Psi}_r^r = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r}\Psi_s^r - \frac{R_r}{\sigma L_r}\Psi_r^r. \end{cases} \quad (1)$$

式中: $u_s^r = u_{sd}^r + j u_{sq}^r$, $\Psi_s^r = \Psi_{sd}^r + j \Psi_{sq}^r$, $\Psi_r^r = \Psi_{rd}^r + j \Psi_{rq}^r$ 依次为 d - q 旋转坐标系中的定子电压、定子磁链和转子磁链, 上标 r 表示坐标系固定在转子上, j 是复数单位. 和定子坐标系下的情况不同, 转子坐标系下的转子磁链方程在 d 轴和 q 轴方向上是去耦的(式(1)中第 2 式各变量的系数是实数)且和转速无关.

设转子磁链幅值恒定, 相对于转子以角速度 $\omega_s(t)$ 旋转, 将转子磁链表示成指数形式有

$$\Psi_r^r = |\Psi_r| e^{j \int_{-\infty}^t \omega_s(\tau) d\tau}. \quad (2)$$

从式(1)的第 2 式容易得到这时的定子磁链为

$$\Psi_s^r = \frac{\sigma L_s L_r}{R_r M} \left(\frac{R_r}{\sigma L_r} \Psi_r^r + \dot{\Psi}_r^r \right) = \frac{\sigma L_s L_r}{R_r M} \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + j\omega_s(t) \right] \Psi_r^r. \quad (3)$$

于是, 得到电动机转矩为

$$T = \frac{p_n M}{L_s L_r - M^2} \text{Im} (\bar{\Psi}_r^r \Psi_s^r) = \frac{p_n |\Psi_r|^2}{R_r} \omega_s(t). \quad (4)$$

式中: p_n 为电动机的极对数, $\bar{\Psi}_r^r$ 为 Ψ_r^r 的共轭值. 式(4)说明, 转子磁链幅值保持恒定时, 感应电动机的输出转矩和转子磁链相对于转子的旋转角速度成正比.

由式(1)的第 2 式, 定子磁链经过惯性环节 $M/L_s(\sigma T_r s + 1)$ 得到转子磁链, 定转子总的漏感系数 $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ 一般在 0.02 ~ 0.1 间变化, 转子时间常数 $T_r = L_r/R_r$ 在 0.05 ~ 0.5 间变化, 故在一两倍额定转差频率范围内总有 $|\sigma T_r j\omega_s(t)| \ll 1$. 容易看出, 在此条件下, 感应电动机的输出转矩和定子磁链相对于转子的旋转角速度近似成正比. 下面给出的感应电动机的控制方法, 以定子磁链幅值恒定为条件, 用定子磁链相对于转子的转差(下面仍将其记为 $\omega_s(t)$, 并不会引起混淆)来控制转矩.

由文献[7], 转子坐标系下定子电流和定子磁链为状态变量的感应电动机的复变量状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_s^r = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right)i_s^r + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)\Psi_s^r + \frac{1}{\sigma L_s} u_s^r, \\ \dot{\Psi}_s^r = -R_s i_s^r - j\omega_r \Psi_s^r + u_s^r. \end{cases} \quad (5)$$

式中: $i_s^r = i_{sd}^r + j i_{sq}^r$ 为定子电流. 在式(5)中, 用第 2 式解出 u_s^r 代入第 1 式, 得转子坐标系下的定子磁链的电流模型为

$$\dot{\Psi}_s^r = -\frac{1}{T_r} \Psi_s^r + \sigma L_s \dot{i}_s^r + \frac{L_s}{T_r} i_s^r. \quad (6)$$

在静止坐标中, 以定子电流和定子磁链为状态变量的感应电动机的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{i}_s = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_r\right)i_s + \\ \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)\Psi_s + \frac{1}{\sigma L_s} u_s, \\ \dot{\Psi}_s = -R_s i_s + u_s. \end{cases} \quad (7)$$

式中: $u_s = u_{sa} + j u_{sb}$, $i_s = i_{sa} + j i_{sb}$, $\Psi_s = \Psi_{sa} + j \Psi_{sb}$ 依次为 α - β 静止坐标中的定子电压、定子电流和定子磁链. 同样, 静止坐标系下的定子磁链的电流模型为

$$\dot{\Psi}_s = -\left(\frac{1}{T_r} - j\omega_r\right)\Psi_s + \sigma L_s \dot{i}_s + \left(\frac{L_s}{T_r} - j\sigma L_s \omega_r\right)i_s. \quad (8)$$

注意到转子坐标系下定子磁链的电流模型式(6)要比静止坐标系下的式(8)简单得多, 在式(6)中, 用后向差分运算取代微分运算得到

$$\begin{aligned} i_s^r(k) = \\ \frac{\sigma T_r}{\sigma T_r + T} i_s^r(k-1) + \frac{1}{\sigma T_r + T} \frac{T(1+T_r)}{L_s} j\omega_s(k) \Psi_s^r(k). \end{aligned} \quad (9)$$

式中, T 为采样周期. 因为定子磁链的幅值恒定, 转子坐标系中定子磁链的微分运算用定子磁链和它相对于转子的旋转速度的乘积得到. 未用差分运算的原因, 是为了避免由此引入的运算噪声.

同样, 在静止坐标系中, 由式(7)的第 2 式得

$$u_s(k) = j(\omega_s(k) + \omega_r(k))\Psi_s(k) + R_s i_s(k). \quad (10)$$

应用式(9), 先由转差的给定值、定子磁链的给定值, 经一步递归得到转子坐标系下定子电流的给定值, 经旋转变换得静止坐标系中定子磁链和定子电流的给定值, 再由式(10)进一步得到定子电压的给定值. 定子磁链幅值恒定的感应电动机前馈控制方案如图 1 所示.

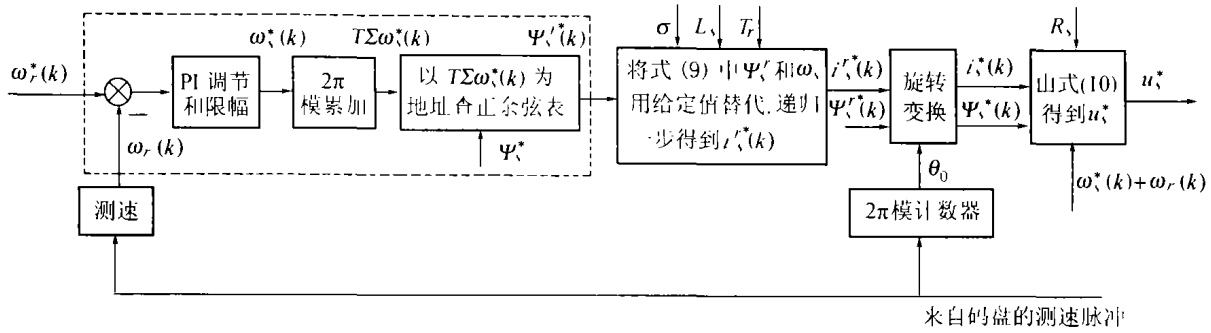


图1 定子磁链幅值恒定的感应电动机前馈控制方案

Fig. 1 Feedforward control scheme of induction motor with constant stator flux magnitude

3 直接转矩控制系统中转矩控制和系统稳定性之间的矛盾 (Contradiction between torque control and system stability in DTC system)

在图1的方案中,由定子磁链给定求定子电流给定的过程,实现的是定子磁链电流模型的逆运算,用到了定转子的总漏感、定子电感和转子时间常数3个参数,这似乎和使用定子侧控制方案的初衷相违背.为摆脱控制算法对电动机参数尤其是转子参数的依赖性,可以有两种考虑.第一种考虑是将其中定子电流的给定值 $i_s^*(k)$ 用测量值 $i_s(k)$ 替代,去掉由定子磁链给定求定子电流给定的过程,这样得到的系统如图2(a)所示.图中, K 为逆变器等效的放大倍数.第二种考虑是用定子磁链的电压电流模型得到定子磁链的观测值,用反馈控制取代前馈控制,如图2(b)所示.作为第二种考虑的设计实例,在直接转矩控制系统的设计方案中,用定子磁链的观测值和六边形给定值相比较,以决定逆变器的非零工作状态,由定子磁链观测值和定子电流测量值的叉积得到电动机转矩的观测值并与给定值相比较,通过逆变器零状态和非零状态间占空比的调节,来控制定子磁链的旋转速度.

下面的讨论将指出上述两种考虑间存在的等价性,它们共同的理论上的缺陷是——转矩控制性能的改善和系统稳定性设计存在着矛盾;为使系统具有一定的稳定裕度和好的鲁棒性(当运行条件和电动机参数在小范围内变化时,系统性能维持不变),就必须以牺牲转矩控制性能为代价.

在式(7)中,设转速为常值,取第1式两边的微分,再将第2式代入以消去 ψ_s ,取拉普拉斯变换后可得传递函数

$$W_1(s) = \frac{I_s(s)}{U_s(s)} = \frac{1}{\sigma L_s} (s + \frac{1}{T_r} - j\omega_r) / (s^2 + (\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega_r)s + \frac{1}{\sigma T_s} (\frac{1}{T_r} - j\omega_r)). \quad (11)$$

对图2(a)系统,加入电流补偿控制后,包括电流补偿环在内,同样设转速为常值,改造后被控对象的传递函数为

$$W_2(s) = \frac{I_s(s)}{\Psi_s^*(s)} = \frac{W_1(s)}{1 - \hat{R}_s W_1(s)} = \frac{1}{\sigma L_s} (s + \frac{1}{T_r} - j\omega_r) / (s^2 + (\frac{1}{\sigma T_r} + \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_s})s + \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_s T_r} - j\omega_r (s + \frac{R_s - \hat{R}_s}{\sigma L_s})). \quad (12)$$

和式(11)比较,相当于定子电阻减小为 $R_s - \hat{R}_s$,定子时间常数增大为 $L_s / (R_s - \hat{R}_s)$.图2(a)所示系统,在起动后很短的一段时间内, \hat{R}_s 的设置值由零开始逐渐增加到 R_s 的真值附近,并始终保证 $\hat{R}_s < R_s$,可以获得很好的控制效果. \hat{R}_s 的设置值由零逐渐增加的原因,是为了加快定子磁链收敛到设定值的速度.

根据有关多项式根轨迹的知识,容易看出随转速的变化,式(12)分母多项式的两条根轨迹,起始于(对应于 $\omega_r = 0$)特征方程 $s^2 + ((R_s - \hat{R}_s) / \sigma L_s + 1 / \sigma T_r)s + (R_s - \hat{R}_s) / \sigma L_s T_r = 0$ 的两个特征根,这两个特征根的实部都为负的必要条件是 $(R_s - \hat{R}_s) / \sigma L_s + 1 / \sigma T_r > 0$ 和 $(R_s - \hat{R}_s) / \sigma L_s T_r > 0$,它要求 $R_s - \hat{R}_s > 0$;随转速 $|\omega_r|$ 的增大,两条根轨迹中有一条趋向于实轴上的 $-(R_s - \hat{R}_s) / \sigma L_s$ 点,它位于负实轴的条件也是 $R_s - \hat{R}_s > 0$.

实际上,在图2(a)所示系统中,定子电流正反馈被用来补偿电动机内部定子电流在定子电阻上的

压降.当定子电阻压降补偿由欠补偿接近于准确补偿时,等效的定子时间常数会变得很大,定子磁链的初始控制误差衰减的会很慢,系统达到期望的性能也就越困难.在过补偿情况下,感应电动机加上电流补偿环,等价于定子电阻值为负的感应电动机,它是不稳定的,这时,系统将无法正常工作.

对于直接转矩控制系统来说,也存在同样的问题.通过将逆变器用放大环节 K 等效,对图 2(b)所示系统,同样在转速为常值的条件下,有

$$W_3(s) = \frac{I_s(s)}{\Psi_s^*(s)} = \frac{KW_1(s)/(1 - \frac{K\hat{R}_s}{s} + \frac{K}{s})}{\frac{Ks}{\sigma L_s}(s + \frac{1}{T_r} - j\omega_r)/(s^3 + (K + \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r})s^2 + [\frac{1}{\sigma T_s T_r} + \frac{K}{\sigma T_r} + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s}]s + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s T_r} - j\omega_r[s^2 + (K + \frac{1}{\sigma T_s})s + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s}])} \quad (13)$$

同样的理由,随转速的变化,式(13)分母多项式的 3 条根轨迹,起始于特征方程 $s^3 + (K + \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r})s^2 + [\frac{1}{\sigma T_s T_r} + \frac{K}{\sigma T_r} + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s}]s + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s T_r} = 0$ 的 3 个特征根,这 3 个特征根的实部都为负的条件同样要求 $R_s - \hat{R}_s > 0$;随转速 $|\omega_r|$ 的增大,3 条根轨迹中有 2 条趋向于特征方程 $s^2 + (K + \frac{1}{\sigma T_s})s + \frac{K(R_s - \hat{R}_s)}{\sigma L_s} = 0$ 的 2 个特征根,它们位于左半复平面的条件同样也要求 $R_s - \hat{R}_s > 0$.

实际上,假设 K 充分大(要使得反馈很好地跟随给定,系统就必需有足够大的开环放大倍数),有 $s/(\frac{1}{K}s + 1) \approx s$,运用方框图的等效变换,可以看出图 2 方案中引入定子电阻压降补偿和直接转矩控制系统中通过定子磁链的电压电流观测模型引入定子磁链负反馈的等价性(即 $W_3(s)|_{K \rightarrow \infty} = sW_2(s)$).尽管由定子磁链给定和磁链观测的差去控制逆变器的方法有各种不同的方案可供选择,但只要用电压电流模型观测定子磁链,所面临的问题都是相同的,无论逆变器的控制方式是滞环比较型的,还是其他更为复杂的诸如神经网络的控制方式等等.

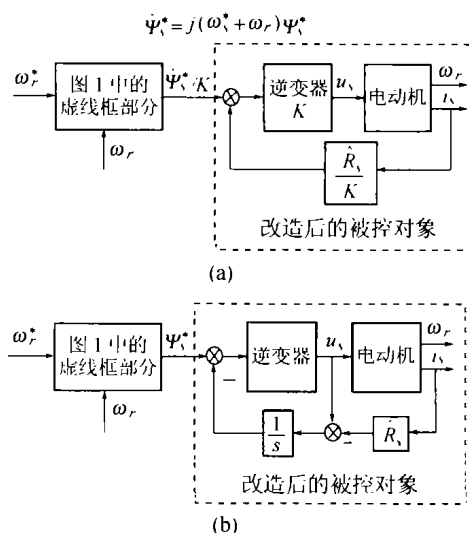


图 2 仅使用定子电阻参数时两种不同的控制方案
Fig. 2 Two different control schemes only stator resistance value is used

为使定子电流在定子电阻上的压降得到完全补偿和得到准确的磁链观测,自然要求 $\hat{R}_s = R_s$.然而,这会带来系统稳定性的问题.一旦出现 $\hat{R}_s > R_s$ 的情况,马上就会导致系统的不稳定.而实际中又很难保证 \hat{R}_s 的设置值始终小于实际值而又十分靠近它;即使可以做到这一点,当磁链的实际值和给定值之间存在初始偏差时(例如,系统起动时的情况就往往如此),实际磁链收敛于给定值的速度将会很慢.所以,设计者只能使 \hat{R}_s 的设置值小于实际值,同时留有充分的余量,以保证系统有一定的稳定裕度.由此带来的问题是,在低速运行条件下,因为电动机定子电压很低,磁链控制会出现较大误差,磁链轨迹会偏离给定而偏向圆心,系统的控制性能会很差.

4 鲁棒控制器设计(Robust controller design)

为解决包括低速运行在内的感应电动机鲁棒控制器的设计问题,针对前述方案存在的问题,在图 3 的方案中,取 $0 < \lambda < 1$,弱化电流反馈使其工作在欠补偿状态下,不足的部分由 i_s^* 来补充.这样,定子电阻的设置值可以有正的或负的偏差,都能保证系统稳定地工作.而且,系统性能对参数偏差引起的从 Ψ_s^* 求取 i_s^* 在一定范围的误差并不敏感.

图 4(a)给出了控制算法中定子磁链电流模型的逆模型参数有 20% 偏差时,图 1 系统转矩响应的波形,它出现了明显的振荡和很大的超调.图 4(b)给出在相同条件下,图 3 系统转矩的响应波形,和 (a)比较,可以明显看出其控制性能的鲁棒性.实验中, $\lambda = 0.8$,电动机的参数为 $R_s = 1.29 \Omega$, $R_r = 1.31 \Omega$, $L_s = L_r = 0.117 \text{ H}$, $M = 0.113 \text{ H}$,电动机轴上的集总转动惯量 $J = 1 \text{ kgm}^2$,最大转差设定 $\pm 30 \text{ rad/s}$.

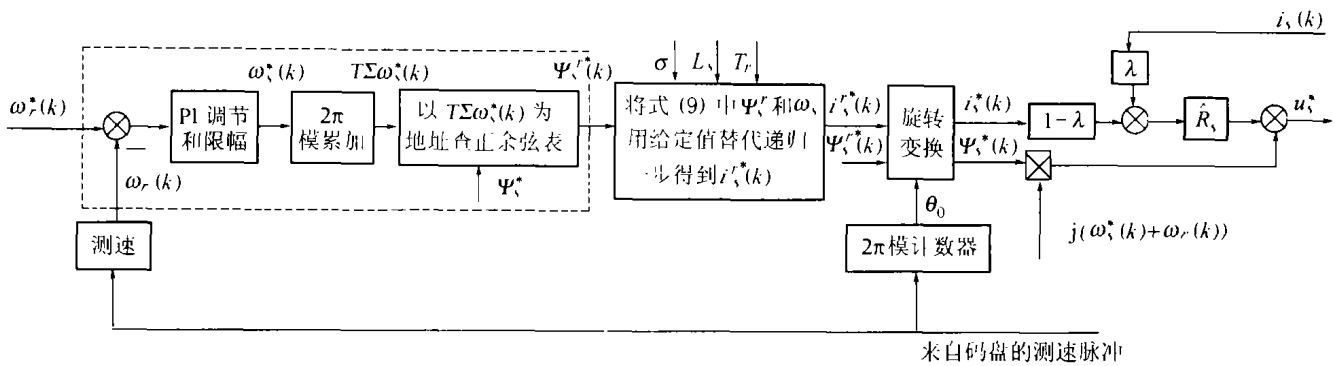


图 3 感应电动机鲁棒控制器设计方案
Fig. 3 Robust controller scheme for induction motor

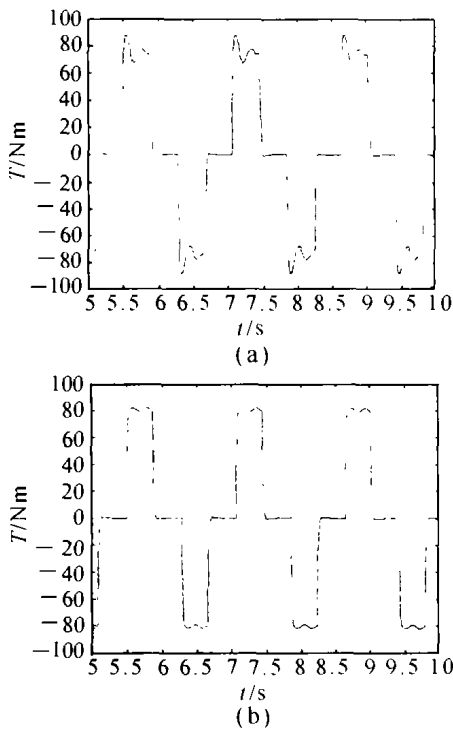


图 4 图 3 鲁棒控制器设计方案的控制性能
Fig. 4 Performance of robust controller in Fig. 3

5 结论 (Conclusion)

有良好鲁棒控制性能而又便于实际应用的感应电动机控制器设计,自然是人们期望的.由于感应电动机的磁链和转矩不直接可测,这一问题的解决存在很大的难度.直接转矩控制系统的设计方法,以降低传统矢量控制系统对电动机参数的依赖性,提高系统性能为目的.然而,至今为止,很多为提高其低速性能努力,仍旧无法摆脱对电动机转子参数的依赖性.试图简单地通过定子电阻的准确测量和逆变器控制方法的改变来解决问题的想法,在理论和实践中是行不通的.图 3 给出的设计方案,定子电阻可以有正的或负的测量误差,系统都可以稳定地工作,在控制器参数存在较大误差的条件下,控制性能表

现出了良好的鲁棒性.

参考文献 (References):

- [1] DEPENBROCK M. Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 1998, 3(4): 420 - 429.
- [2] 张春梅, 尔桂花. 直接转矩控制研究现状与前景 [J]. *微电机*, 2000, 33(6): 25 - 28.
(ZHANG chun-mei, ER Guihua. The present situation and prospect of direct torque control [J]. *Micro-motor*, 2000, 33(6): 25 - 28.)
- [3] MIR S. PI and fuzzy estimators for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines [J]. *IEEE Trans on Power Electronics*, 1998, 13(2): 279 - 287.
- [4] 陈其工. 基于模糊控制理论的感应电动机定子电阻在线监测器设计 [J]. *仪器仪表学报*, 1999, 20(2): 244 - 247.
(CHEN Qigong. Design of on-line observer for stator resistance of an induction motor based on fuzzy control theory [J]. *Chinese J of Scientific Instrument*, 1999, 20(2): 244 - 247.)
- [5] MIR S. Fuzzy control for inverter fed induction machines [J]. *IEEE Trans on Industry Applications*, 1994, 30(1): 78 - 84.
- [6] KAZMIERKOWSKI M P, KASPROWICZ A B. Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives [J]. *IEEE Trans on Industrial Electronics*, 1995, 42(4): 344 - 349.
- [7] 夏超英. 基于复数模型描述的感应电动机参数辨识算法 [J]. *中国电机工程学报*, 2000, 20(12): 1 - 6.
(XIA Chaoying. Some parameter identification methods of an induction motor based on its complex quantity descriptions [J]. *Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering*, 2000, 20(12): 1 - 6.)

作者简介:

夏超英 (1958 -), 男, 天津大学自动化学院教授. 研究领域: 控制理论与应用, 自适应控制理论与应用, 电力电子装置及系统, 电动汽车、混合动力汽车电机及控制系统等. E-mail: xiachaoying@eyou.com.