

基于参数辨识的永磁同步电机自校正速度控制方法^①

徐 东^② 王田苗 刘敬猛* 魏洪兴

(北京航空航天大学机械工程及自动化学院 北京 100083)

(* 北京航空航天大学自动化科学与电气工程学院 北京 100083)

摘 要 针对永磁同步电机伺服系统的机械参数经常发生变化的情况,提出了一种通过辨识转动惯量和摩擦系数实现速度控制器系数自校正的方法。辨识转动惯量和摩擦系数采用的是根据波波夫超稳定理论设计的一种转动惯量和摩擦系数的模型参考辨识算法。辨识中引入了负载转矩观测器的观测值,使辨识算法不需要附加条件。参数辨识的结果用于速度控制器的校正。通过实验分析了速度环采用比例积分(PI)控制器时控制器的系数不等于理论计算值的问题,得出了一种简单的控制器系数自校正规律——比例系数和转动惯量成正比,且积分系数和摩擦系数也成正比。这种方法能够根据机械参数的变化校正控制器,提高速度控制的性能。仿真结果证明了参数辨识方法和控制器系数校正规律的有效性。

关键词 永磁同步电机, 参数辨识, 模型参考, 自校正

0 引 言

速度控制是永磁同步电机伺服系统应用最多的一种控制模式。电流控制性能、速度控制器的动静特性及抗扰能力都是影响速度控制的因素。除此之外,转动惯量和摩擦系数作为机械系统的参数,也是影响速度性能的一个重要因素^[1-3]。它们的变化会引起电机转速的超调甚至产生震荡,这在工业机器人的应用中非常明显。永磁同步电机伺服系统的研究多集中在电机的控制,很少考虑机械系统参数匹配问题对伺服系统动态性能的影响。由永磁同步电机的运动方程可知,机械系统包含在速度环之中,它们和电气伺服系统耦合形成一个新的综合机电系统。解决机械系统参数改变对速度性能的影响,是提高伺服系统性能的一条有效途径^[4,5]。

用自适应^[3]、反步法^[6]、模糊控制^[7]等方法改进速度控制器,可以提高控制器对机械参数变化的适应能力,但是却使控制器的设计过于复杂。利用机械参数的辨识值校正速度控制器,能够准确消除参数变化的影响。由操作人员估计并设定的转动惯量值作为计算的依据,把摩擦力等效为负载的扰动以消去运动方程中的摩擦系数,这些简单处理方法的

结果都是不精确的^[8]。利用电机恒定加减速的运行状态辨识转动惯量是常用的离线估计方法,不适合系统运行的状态^[9]。文献[10]分别在稳态和动态时计算摩擦系数和转动惯量,用于以 $[\omega, \theta, T_L]$ 作为状态向量的观测器,存在的问题是参数计算需要确定的运行状态。最小二乘法是在转动惯量和摩擦系数的辨识中应用很广泛的一种方法,应用中的问题是减小误差需要较大的力矩变化,同时假设负载转矩等于0的条件也很难实现^[11]。扩展卡尔曼滤波的方法把转动惯量、摩擦系数、负载转矩,以及速度和位置作为状态变量,估计算法比较复杂^[12]。

为消除参数变化的影响,本文提出了一种基于转动惯量和摩擦系数辨识的速度控制器自校正方法。利用观测的负载转矩简化电机的运动模型,根据波波夫超稳定理论设计了转动惯量和摩擦系数的一种模型参考辨识方法^[13],参数的辨识结果应用于速度控制器系数的校正。速度采用PI控制时,比例系数和积分系数的理论计算值要经过较大的调整才能实际应用,因此不能用系数的表达式得到校正规律。经过实验分析,得出了比例系数和转动惯量成正比,积分系数和摩擦系数成正比的系数校正规律。仿真结果证明了设计方法的可行性。

① 863 计划(2004AA424313)和国家杰出青年科学基金(60525314)资助项目。

② 男,1979 年生,博士生;研究方向:电力电子,嵌入式机电控制;联系人,E-mail: xdbuaa@163.com
(收稿日期:2008-05-30)

1 永磁同步电机数学模型

简化永磁同步电机数学模型的假设如下:电机铁心不饱和,不存在涡流和磁滞损耗,电机的转子没有阻尼绕组,定子电流为对称的三相正弦波电流。在 dq 坐标系下的电压方程和磁链方程如式

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + d\Psi_d/dt - \omega_e \Psi_q \\ u_q = R_s i_q + d\Psi_q/dt + \omega_e \Psi_d \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2)$$

所示, u_d 、 u_q 是 dq 轴的电压, i_d 、 i_q 是 dq 轴的电流, Ψ_d 、 Ψ_q 是 dq 轴的磁链, R_s 是定子电阻, ω_e 是电角速度, L_d 、 L_q 是 dq 轴的电感, Ψ_f 是永磁体磁通。

矢量控制经过坐标变换后,在随转子同步旋转的 dq 坐标系下,独立地控制电流的 d 轴励磁分量和 q 轴转矩分量。 $i_d = 0$ 的矢量控制方法使电机转矩和 q 轴的电流成正比,控制结构简单。速度环

$$G_i(s) = \frac{K_i}{T_i s + 1} \quad (3)$$

的控制对象是经过电流环调节的永磁同步电机,因为电流环的截止频率远大于速度响应频率,可以把电流环等效为一阶惯性环节^[14],其中 K_i 是电流环的增益, T_i 是等效时间常数。

永磁同步电机的转矩方程和运动方程如式

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L - B\omega_r) \quad (5)$$

所示, ω_r 是机械角速度, P_n 是极对数, T_e 是电磁转矩, B 是摩擦系数, T_L 是负载转矩, J 是转动惯量。

电流环简化以后,永磁同步电机伺服系统速度环的动态模型如图 1 所示。把负载转矩作为外部的扰动,永磁同步电机速度环的控制对象包括两个一阶环节和一个比例环节的串联,反馈环节是滤波延时环节,时间常数是 T_{fs} 。

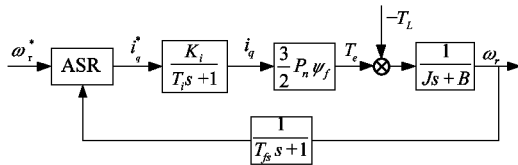


图 1 速度控制动态结构图

2 速度控制器自校正方法

永磁同步电机伺服系统速度环控制器输出的是

电磁转矩信息。电流控制采用 $i_d = 0$ 的矢量控制方法时,电磁转矩和 q 轴的电流成正比,设计速度控制器的输出为 q 轴电流的给定值,控制结构如图 2 所示。速度控制器选择 PI 控制器,利用转动惯量和摩擦系数的辨识值校正 PI 控制器的系数。在参数辨识过程中用负载观测器为辨识算法提供负载转矩信息,消除了负载转矩变化对辨识过程的影响。

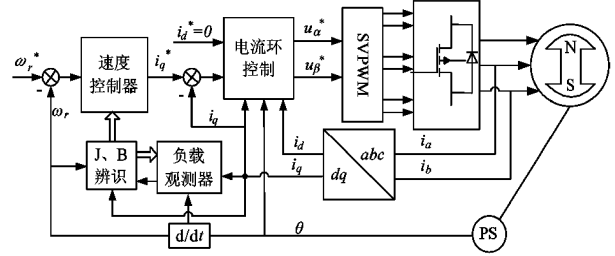


图 2 基于参数辨识的自校正速度控制

2.1 转动惯量和摩擦系数的辨识

在运动方程中令 $T_m = T_e - T_L$, 其中 T_e 由式 (4) 在 $i_d = 0$ 的条件下计算, T_L 由式

$$\hat{T}_L = \frac{1.5 P_n \Psi_f i_q - J \frac{d\omega_r}{dt} - B\omega_r}{\tau s + 1} \quad (6)$$

所示的负载转矩观测器观测得到^[15], τ 是观测器的滤波时间常数,“^”表示该变量是观测值。运动方程经过转化后,建立如式

$$\omega_r(s + \frac{B}{J}) = \frac{1}{J} T_m \quad (7)$$

所示的参考模型。

为了辨识转动惯量和摩擦系数,定义由式

$$\hat{\omega}_r(s + \frac{\hat{B}}{\hat{J}}) = \frac{1}{\hat{J}} T_m \quad (8)$$

所示的可调模型。

状态误差定义为

$$e = \omega_r - \hat{\omega}_r \quad (9)$$

计算式(7)减去(8)得到状态误差方程

$$(s + \frac{B}{J})e = (\frac{\hat{B}}{\hat{J}} - \frac{B}{J})\hat{\omega}_r - (\frac{1}{\hat{J}} - \frac{1}{J})T_m \quad (10)$$

将式(10)等效为前向方块和反馈方块的模型:

$$e = \frac{1}{(s + B/J)} w_1 \quad (11)$$

其中 $w = -w_1 = -(\frac{\hat{B}}{\hat{J}} - \frac{B}{J})\hat{\omega}_r + (\frac{1}{\hat{J}} - \frac{1}{J})T_m$, 设计参数的辨识规律如式

$$\frac{\hat{B}}{\hat{J}} = -\int_0^t b_{11} e \hat{\omega}_r d\tau - b_{p1} e \hat{\omega}_r \quad (12)$$

$$\frac{1}{\hat{J}} = \int_0^t b_{12} e T_m d\tau + b_{p2} e T_m \quad (13)$$

所示。其中 b_{p1} 、 b_{p2} 和 b_{i1} 、 b_{i2} 分别为参数辨识的比例和积分系数。

稳定性证明:因为 $1/(s + B/J)$ 是严格正实的传递函数,所以线性补偿器可以选择为 1,波波夫积分不等式为:

$$\int_0^t w e d\tau = \int_0^t \left[-\left(\frac{\hat{B}}{J} - \frac{B}{J}\right) \hat{\omega}_r + \left(\frac{1}{J} - \frac{1}{J}\right) T_m \right] e d\tau \geq -\gamma^2 \quad (14)$$

其中 γ^2 是大于零的数,代入式(12)、(13)得:

$$\begin{aligned} \int_0^t w e d\tau = & \left[\left(\int_0^t b_{i1} e \hat{\omega}_r d\tau + b_{p1} e \hat{\omega}_r + \frac{B}{J} \right) \hat{\omega}_r \right. \\ & \left. + \left[\left(\int_0^t b_{i2} e T_m d\tau + b_{p2} e T_m \right) - \frac{1}{J} \right] e T_m \right] \geq -\gamma^2 \end{aligned} \quad (15)$$

因为 B/J 和 $1/J$ 都是一个定值,所以积分不等式成立的条件等价为:

$$e \hat{\omega}_r \int_0^t b_{i1} e \hat{\omega}_r d\tau + b_{p1} e^2 \hat{\omega}_r^2 + e T_m \int_0^t b_{i2} e T_m d\tau + b_{p2} e^2 T_m^2 \geq -\gamma^2 \quad (16)$$

由正定积分核定理,式

$$b_{p1} e^2 \hat{\omega}_r^2 \geq 0 \quad b_{p2} e^2 T_m^2 \geq 0 \quad (17)$$

$$e \hat{\omega}_r \int_0^t b_{i1} e \hat{\omega}_r d\tau \geq -\gamma_1^2 \quad (18)$$

$$e T_m \int_0^t b_{i2} e T_m d\tau \geq -\gamma_2^2 \quad (19)$$

成立,因为 γ_1 和 γ_2 是有限的正数,所以式(15)成立^[13],稳定性得到证明。

2.2 控制器系数的校正

设计速度控制器时,把摩擦转矩和负载转矩等效为外部扰动,速度开环控制对象是两个一阶环节和一个积分环节的串联。一种设计方法是假设速度的给定也存在同样的滤波延时环节,把电流环的一阶环节和滤波延时环节合成为一个一阶惯性环节,时间常数是两个时间常数的和。如式

$$G(s) = \frac{1.5 P_n \Psi_f K_i}{J s (T_{as} s + 1)} \quad (20)$$

所示的速度环的控制对象简化为一阶惯性环节和一个积分环节的串联,其中 $T_{as} = T_i + T_{fs}$ 。按照没有静差且有比较好的抗扰能力的要求设计 PI 控制器

$$D(s) = \frac{K_{ps}(\tau_{is} s + 1)}{\tau_{is}} \quad (21)$$

τ_{is} 为积分时间常数, K_{ps} 为比例系数。在频域中令中频宽 $h = 5$, 截止频率位于中频带的中点。由式

$$\begin{cases} \tau_{is} = h T_{as} \\ K_{ps} = \frac{J(h+1)}{2\tau_{is}^2 \times (1.5 P_n \Psi_f)} \end{cases} \quad (22)$$

得到 PI 控制器的系数,把速度环校正为典型的 II 型系统^[12]。

由式(22)可知,因为 PI 控制器的设计中对摩擦力矩做了简化,系数的计算公式不含摩擦系数,控制器比例系数的计算也比较繁琐;另外,系数的计算结果还要经过调整才能使用。为了把参数辨识的结果应用于控制器系数的自校正,仿真分析控制器系数设计和参数变化的关系。选择永磁同步电机的参数:定子电阻为 1.5Ω , dq 轴电感为 10mH ,永磁磁通为 0.175Wb ,转子转动惯量 0.0012kgm^2 ,摩擦系数设为 0.001Nms/rad ,电机极对数为 4。

分别改变转动惯量和摩擦系数的参数值,调整 PI 控制器的系数,使超调量小于 5% 且调节时间较短,控制器的系数和不同参数值的对应关系如图 3 所示。可以把控制器系数的调整简化为两个独立的关系:控制器的积分系数(K_{is})和摩擦系数成正比例,比例系数和转动惯量成正比例。速度 PI 控制器的输入输出数据的单位分别为 rad/s 和 A ,在其它参数为上述电机参数,只有转动惯量和摩擦系数的值发生变化时,控制器系数校正规律由下式所示:

$$K_{ps} = J \times 1000 \quad (J \geq 0.5 \times 10^{-3} \text{kgm}^2) \quad (23)$$

$$K_{is} = 1.68 + B \times 321.43 \quad (24)$$

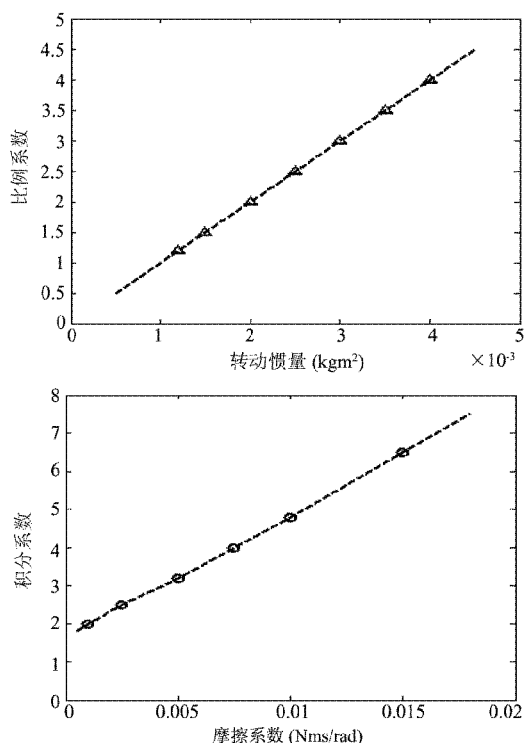


图 3 比例系数、积分系数和机械参数的关系

3 仿真结果及分析

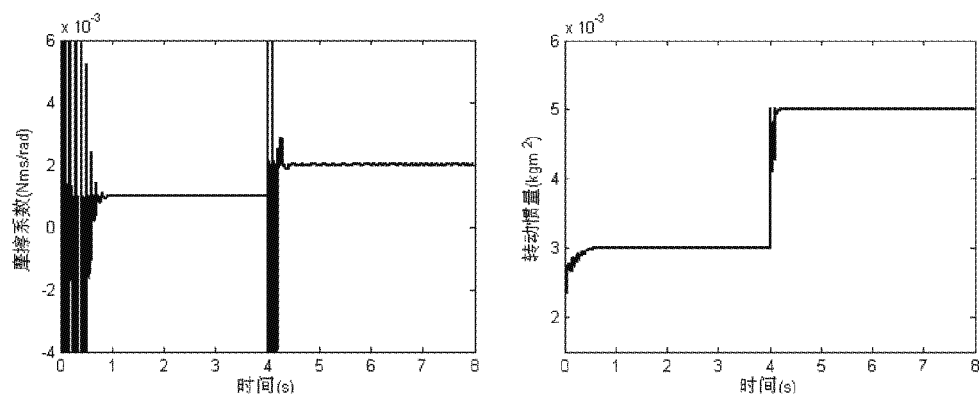
在 Simulink 的仿真环境下建立永磁同步电机伺

服系统的模型,控制结构如图 2 所示。电流控制器的传递函数为 $(0.0066s + 1)/0.002s$, 电流环等效环节为 $T_i = 0.4\text{ms}$, $K_i = 1$ 。伺服系统应用中处于频繁启制动的状况,仿真分析中使用周期为 0.1s ,幅值 100r/min 的方波信号作为速度给定信号研究参数辨识的情况。

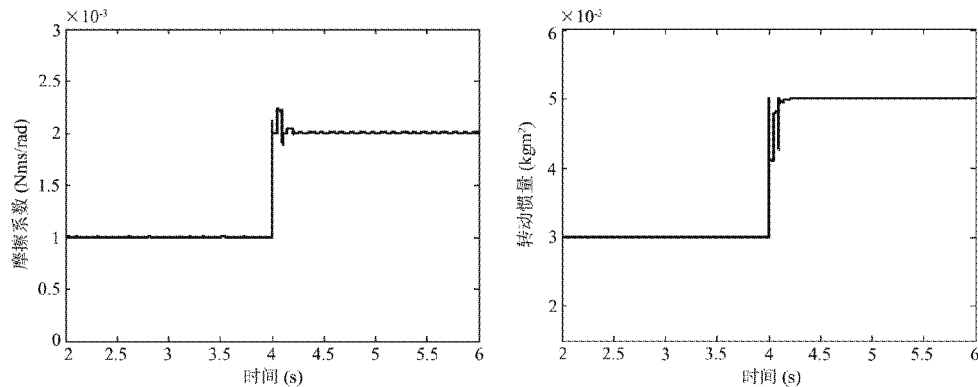
式(12)、(13)中的积分系数 b_{I1} 、 b_{I2} 和比例系数 b_{P1} 、 b_{P2} 设置的值不同时辨识的过程不同。积分和比例系数较小时收敛的过程较慢;当选择两者都比较合适时,可以得到较小的波动和较快的收敛速度;

积分和比例系数继续增大,虽然算法稳定辨识值最终收敛,但是辨识的过程波动严重。选择 $b_{P1} = b_{P2} = 10$, $b_{I1} = b_{I2} = 5000$ 附近的参数时有比较好的辨识性能。

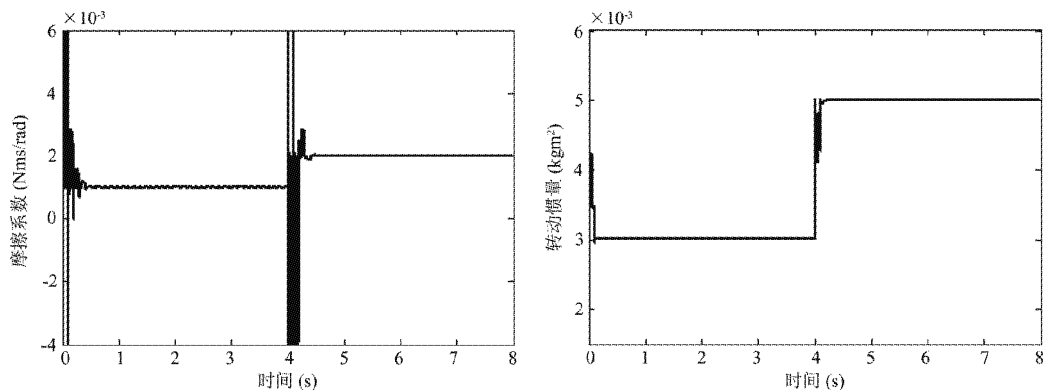
为便于分析机械参数变化时辨识的情况,辨识过程的初值设定为 $J = 2 \times 10^{-3}\text{kgm}^2$, $B = 2 \times 10^{-3}\text{Nms/rad}$ 。待辨识参数收敛后,于 4s 时转动惯量由 $3 \times 10^{-3}\text{kgm}^2$ 跳变为 $5 \times 10^{-3}\text{kgm}^2$,摩擦系数由 $1 \times 10^{-3}\text{Nms/rad}$ 跳变为 $2 \times 10^{-3}\text{Nms/rad}$,辨识的结果如图 4(a) 所示,辨识过程经过约 0.5s 的调整,辨识值



(a) 两个参数同时跳变的情况



(b) 两个参数分别跳变的情况



(c) 更改初始值的情况

图 4 转动惯量和摩擦系数的辨识结果

准确收敛于真实值。因为仿真开始两个参数的初始值和真值都存在偏差,在 4s 时两个参数同时跳变,情况都比较恶劣,辨识值收敛的过程调整剧烈,有比较大的震荡。

设定在 4s 时转动惯量和摩擦系数分别发生上述的跳变,参数辨识的结果如图 4(b)所示。两个参数辨识收敛过程平稳,经过约 0.15s 的时间快速收敛于真值。实际系统中两个参数同时跳变的可能性很小,这种分别跳变的情况比较接近真实情况。

改变转动惯量和摩擦系数辨识时设定的初始值,设为 $J = 0.01\text{kgm}^2$, $B = 0\text{Nms/rad}$, 参数辨识的结果如图 4(c)所示,初始值的不同会影响第一次启动时的辨识过程,当参数经过一次收敛后,以后的辨识过程和初值无关。从第一次辨识过程来看,初始值不同,参数收敛的时间和过程存在差别,但是不影响参数的准确收敛。初始值的设定不会影响辨识算法的应用结果。

参数辨识结果用于速度控制器系数的校正,如果参数收敛的过程中,校正控制器的系数会引起控制器系数的频繁调整,同时收敛过程中辨识值与真实值的偏差也会造成系数校正的误差。校正过程做这样的设计:当参数值发生变化时,辨识过程控制器系数保持原值不变;待辨识过程收敛后,根据式(23)和(24)用辨识值校正控制器的系数。

仿真比较了摩擦系数变化时速度自校正控制和没有校正作用的 PI 控制的速度阶跃响应性能。设摩擦系数分别为 0Nms/rad , 0.001Nms/rad , 0.005Nms/rad , 0.01Nms/rad 时,PI 控制器的参数选择 $K_{Ps} = 1.2$, $K_{Is} = 2$ 。在应用参数辨识校正时,随着摩擦系数值的不同, K_{Is} 校正为 1.68、2、3.29、4.88,校正前后速度阶跃响应如图 5(a)所示。摩擦系数的变化对速度调节时间影响不大,但是会引起稳态误差;经过校正后速度阶跃响应不受摩擦系数变化的影响。

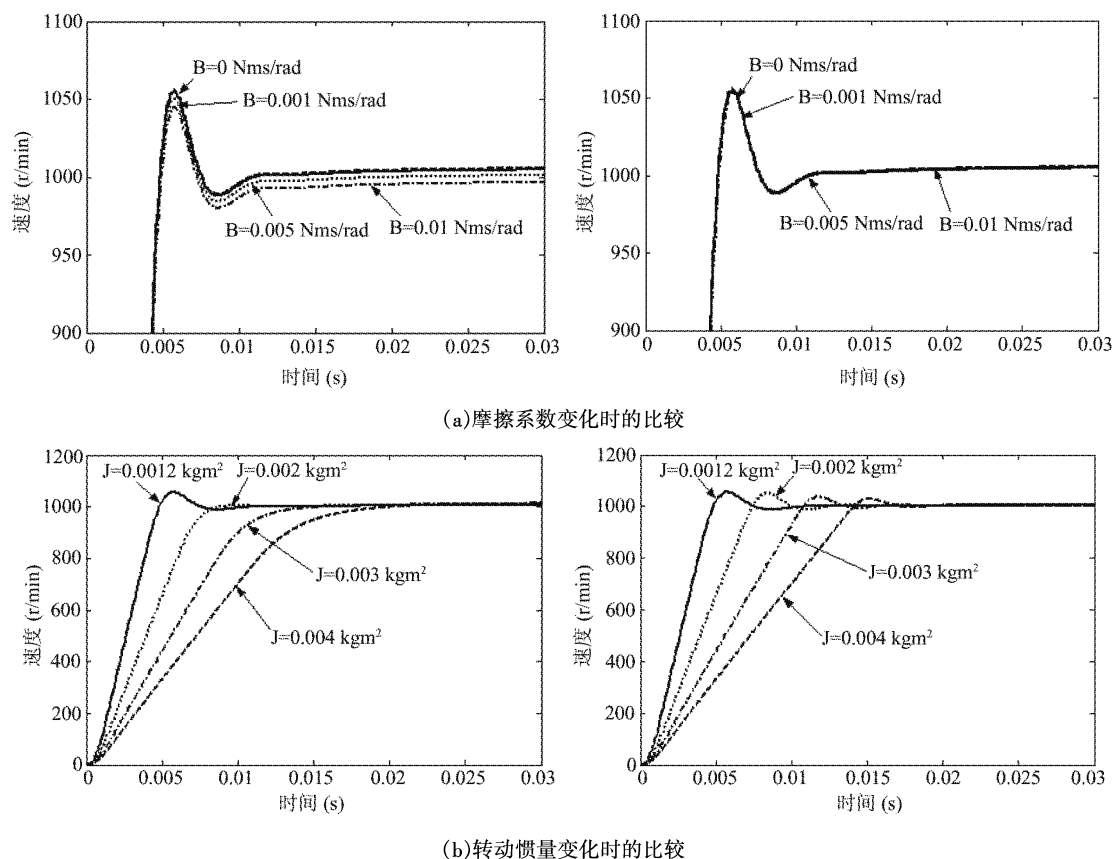


图 5 速度 PI 控制和自校正控制阶跃响应比较

设摩擦系数不变,转动惯量的值分别为 0.0012kgm^2 , 0.002kgm^2 , 0.003kgm^2 , 0.004kgm^2 时,速度阶跃响应的情况如图 5(b)所示。没有校正时 $K_{Ps} = 1.2$, 转动惯量变化后调节时间分别为 6.5ms、

7.5ms、11.8ms、15.5ms。经过校正后 K_{Ps} 相应值为 1.2、2、3、4, 阶跃响应的调节时间分别为 6.5ms、7.3ms、10.3ms、13.4ms。转动惯量的变化改变了控制对象的特性,不可避免引起调节时间的变化,控制

器系数的校正使速度阶跃响应的调节时间缩短,提高了速度响应的快速性。

4 结 论

针对永磁同步电机伺服系统的机械参数经常发生变化的情况,提出了通过辨识转动惯量和摩擦系数实现速度控制器自校正的方法。根据波波夫超稳定理论设计了转动惯量和摩擦系数的模型参考辨识方法,辨识中引入了负载转矩观测器的观测值,使得辨识算法不需要附加条件。参数辨识的结果用于速度控制器的校正,给出了PI控制器系数的一种简单校正规律,解决了不能通过设计公式的计算直接得到速度控制器系数的问题。

仿真结果表明,参数的辨识算法简单可行,辨识结果能够跟随参数值的变化;利用参数辨识值校正控制器系数的方法提高了速度环的动态性能。实际系统相对于仿真模型更为复杂,本文设计的速度控制器自校正方法如何经过工程处理和优化得到实际应用,是进一步要研究的内容。

参考文献

- [1] Kadjouj M, Benbouzid M E H, Ghennai C, et al. A robust hybrid current control for permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2004, 19(1): 109-115
- [2] Caponio A, Cascella G L, Neri F, et al. A fast adaptive memetic algorithm for online and offline control design of PMSM drives. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics-Part B: Cybernetics*, 2007, 37(1): 28-41
- [3] Ibrahim Mohamed Y A R. Adaptive self-tuning speed control for permanent magnet synchronous motor drive with dead time. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2006, 21(4): 855-862
- [4] Tursini M, Parasiliti F, Zhang D Q. Real-time gain tuning of PI controllers for high-performance PMSM drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2002, 38(4): 1018-1026
- [5] Zhang Y P, Akujuobi C M, Ali W H, et al. Load disturbance resistance speed controller design for PMSM. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2006, 53(4): 1198-1208
- [6] Zhou J, Wang Y. Adaptive backstepping speed controller design for a permanent magnet synchronous motor. *IEE Proceedings on Electrical Power*, 2002: 165-172
- [7] Cheng K Y, Tzou Y Y. Fuzzy optimization techniques applied to the design of a digital PMSM servo drive. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(4): 1085-1099
- [8] Liu T. Parameter, speed, position estimations and torque ripple minimization in permanent magnet synchronous motor drivers. Akron: The University of Akron, 1999
- [9] Xu J X, Panda S K, Pan Y J, et al. A modular control scheme for PMSM speed control with pulsating torque minimization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2004, 51(3): 526-536
- [10] 王宏. 永磁交流伺服系统及其控制技术研究. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2005
- [11] Choi S H, Ko J S, Kim I D, et al. Precise position control using a PMSM with a disturbance observer containing a system parameter compensator. *IEE Proc-Electr Power Appl*, 2005, 152(6): 1573-1577
- [12] Yue X, Vilathgamuwa D M, Tseng K J. Observer-based robust adaptive control of PMSM with initial rotor position uncertainty. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2003, 39(3): 645-656
- [13] 李清泉. 自适应控制系统理论、设计和应用. 北京: 科学出版社, 1990
- [14] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统. 北京: 机械工业出版社, 2001
- [15] 陈荣, 邓智泉, 严仰光. 基于负载观测的伺服系统抗扰研究. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 103-108

A self-tuning speed control method for permanent magnet synchronous motors based on the parameter identification

Xu Dong, Wang Tianmiao, Liu Jingmeng*, Wei Hongxing

(School of Mechanical Engineering and Automation, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083)

(* School of Automation Science and Electrical Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100083)

Abstract

The paper proposes a coefficient self-tuning method for speed control of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) based on identification of the rotational inertia and the friction factor in consideration of the variation of mechanical parameters of its servo system. The method identifies the rotational inertia and the friction factor with a model reference identification algorithm designed with the motion model simplified by using the load torque observed by the torque observer. And, in order to solve the problem that the actual coefficients of the proportional integral (PI) controller are not equal to the values of the theoretical calculation, it also gives a simple self-tuning method to adjust the controller coefficient according to the principles that the proportional coefficient is proportional to the rotational inertia, and the integral coefficient is proportional to the friction factor. This method can correct the controller coefficient according to the changes of mechanical parameters, and provide a good performance for speed control. The simulation results proved the effectiveness of the parameter identification method and the coefficient calibrating principle.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM), parameter identification, model reference, self-tuning