

混合动力汽车电机驱动系统传感器故障重构控制

刘 艳^{1,2}, 邵 诚^{*1}

(1. 大连理工大学 先进控制技术研究所, 辽宁 大连 116024;
2. 大连大学 信息工程学院, 辽宁 大连 116622)

摘要: 针对混合动力汽车感应电机驱动系统可能存在的传感器故障模式, 设计了一个主动容错重构控制系统. 该系统能充分利用无故障的传感器信息, 最大限度地维持驱动系统的控制性能, 并在重构切换过程中, 考虑电机转矩和转速的平滑过渡问题. 此外, 为提高车用感应电机驱动系统的性能, 基于传统磁场定向控制(FOC)思想设计出一种新型鲁棒性 PI 控制器来实现电机转矩跟踪; 利用滑模控制技术, 设计了转子磁链-速度自适应观测器. 为进一步提高交流电流传感器故障状态下电机驱动系统的容错能力, 提出了用直流电流重构交流相电流的新思路. 仿真研究表明, 在发生传感器故障时, 所设计的电机驱动系统仍能有效地保证车辆行驶过程中的转矩和速度跟踪性能以及系统的稳定性.

关键词: 传感器故障; 重构控制; 滑模控制; 相电流重构; 感应电机; 混合动力汽车

中图分类号: TP13 **文献标志码:** A

0 引言

在电机驱动系统中, 从故障发生的部位看, 有仪表故障(常称为传感器故障)、执行器故障(电机故障)和元部件故障(电力电子元件故障)^[1~3], 这些故障一旦在电机高性能应用领域(如电动汽车、混合动力汽车等)中发生, 轻者造成系统性能下降, 重者引发事故, 造成人员和财产的巨大损失, 因此电机驱动系统容错控制问题的研究显得十分必要.

目前存在许多电机驱动系统的冗余保护措施^[3~7], 它们正被广泛地应用于要求电机连续运行的场合. 然而, 其中有些方法存在短时电磁转矩冲击问题, 而且故障过后若系统仍继续运行, 其性能将永久退化, 最常见的是家用电器, 如空调、风扇等. 但是对应用于混合动力汽车中的电机驱动控制系统而言, 退化的控制性能要比一点控制作用没有好.

与其他闭环控制系统一样, 在电机驱动系统中, 传感器是最容易发生事故的部件. 因此, 传感

器故障的容错控制研究很有意义. 文献[4、7]研究了电机驱动系统传感器故障的容错控制问题. 但在有些传感器故障期间, 没能充分利用余下的传感器信息重构控制策略, 致使系统故障状态下的控制性能不能始终维持“最佳”. 为使故障发生时, 系统能迅速做出反应, 最大限度地维持系统运行性能, 容错控制器一般由故障诊断机制和重构机制两部分组成. 本文将重点研究发生传感器故障时, 如何重构控制系统, 以维持系统基本正常运行; 并以一个典型的混合动力汽车行驶过程为例, 在 MATLAB/SIMULINK 环境下, 对设计的驱动系统在传感器故障状态下的转矩和速度跟踪性能进行仿真验证.

1 传感器故障模式

混合动力汽车在行驶过程中, 对电机转矩的跟踪控制能力要求较高. 为获得高精度电磁转矩控制, 交流电机驱动系统中常需设置 4 种传感器. 图 1 是混合动力汽车感应电机交流驱动系统结构图. 传感器使用情况如表 1 所示.

收稿日期: 2006-08-10; 修回日期: 2008-03-31.

基金项目: 国家“十五”科技攻关计划资助项目(2001BA204B01); 辽宁省重点实验室基金资助项目.

作者简介: 刘 艳(1967-), 女, 博士生; 邵 诚*(1958-), 男, 博士, 教授, 博士生导师.

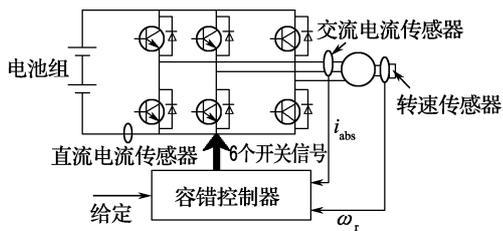


图1 混合动力汽车交流驱动系统

Fig. 1 An induction motor drive system in HEV applications

表1 电机驱动系统传感器的需求情况

Tab. 1 Sensors required in an induction drive system

数量	传感器类型	用途
1	位置	矢量控制
3 或 2	相电流	相电流反馈
1	直流电流	逆变器电流保护
1	直流电压	逆变器电压保护和调节

由图1及表1可知,交流电机驱动系统中可能存在15种传感器故障模式,其中表2所示的11种故障模式对驱动系统控制性能影响较大。

在本文中,引入一个向量 S 来描述电机驱动系统传感器的运行状态,规定“1”表示对应的传感器工作正常,“0”则表示故障状态.其中向量元素的状态由故障诊断环节实时更新,如下式:

$$\begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ S_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S(\text{位置传感器}) \\ S(\text{相电流传感器}) \\ S(\text{直流电流传感器}) \\ S(\text{直流电压传感器}) \end{pmatrix} \quad (1)$$

表2 传感器故障模式及可利用传感器

Tab. 2 Sensors fault mode and sensors available

模式	故障传感器	可利用传感器
1	位置	相电流、直流电压(流)
2	位置、直流电流	相电流、直流电压
3	位置、直流电压	相电流、直流电流
4	位置、直流电压(流)	相电流
5	相电流	位置、直流电压(流)
6	相电流、直流电压	位置、直流电流
7	位置、相电流	直流电压(流)
8	位置、相电流、直流电压	直流电流
9	相电流、直流电流	位置、直流电压
10	相电流、直流电压(流)	位置
11	位置、相电流、直流电流	直流电压

2 车用感应电机控制

为保证行车安全,混合动力汽车中的感应电机驱动系统必须具有一定的容错能力.文献[3、7

~11]指出,在传感器故障期间,利用有效传感器信息,通过控制器的适当重构,可在感应电机驱动系统出现故障时最大限度地维持其运行性能.然而,上述文献中提及的容错策略在有些传感器故障状态下,没能充分利用有效的传感器信息,致使电机驱动系统性能不能维持“最佳”,系统容错控制能力有待进一步提高.根据可能存在的传感器故障模式及混合动力汽车对电机的运行要求,本文提出了各种传感器故障模式下的相应最优控制策略,如图2所示。

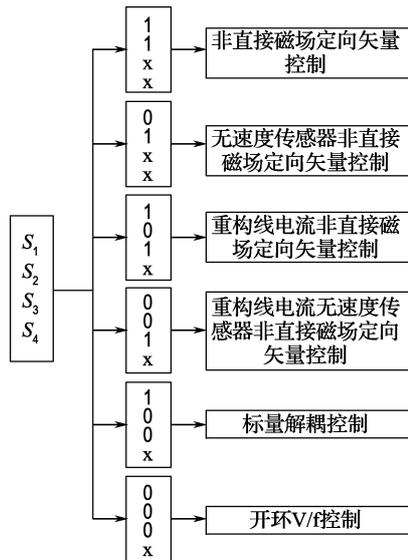


图2 可用传感器信息与控制策略之间的关系

Fig. 2 Relations between sensors available and control strategies in the system

磁场定向控制具有良好的转矩控制特性,是正常工况下混合动力汽车用感应电机首选控制策略.然而车载感应电机的参数变化比一般工业应用电机大得多,传统的磁场定向控制远不能满足其转矩控制需要,为此,本文提出了一种磁场定向控制(FOC)的改进方案,即基于FOC思想设计出一种新型鲁棒性PI控制器来实现转矩跟踪。

发生位置传感器故障时,优先考虑无速度传感器矢量控制策略.现有的转速估计方法对电机参数依赖性较大,为克服这一点,本文在转速估计器设计中引入了滑模技术,使其鲁棒性得到显著提高。

在相电流传感器发生故障时,若直流电流传感器仍正常,为使矢量控制得以继续执行,维持系统良好控制性能,本文利用直流电流传感器信息重构了相电流信号。

通过电流重构和速度、磁链观测器的设计,位置和相电流传感器都异常时也可应用矢量控制技术,在传感器故障模式下最大限度地维持了电机驱动系统的性能。

当仅有位置传感器可利用时,转子磁场定向已无法实现,这时可考虑采用标量控制^[12],该方法存在的不足是,转矩和磁链控制不能实现动态解耦,系统性能有所退化。

只有直流电压传感器正常或所有传感器都出现故障时,采用开环 V/f 控制. 这种控制策略动态响应迟缓,且电流和电磁转矩暂态冲击较大^[13].

通过电流重构和速度、磁链观测器的设计,保证了多数传感器故障模式下,都可应用高性能的矢量控制技术,进而最大限度地维持了电机驱动系统的性能. 尽管后两种方案使电机的驱动性能有所下降,但从混合电动汽车安全行驶角度来看,退化的运行性能要比一点控制作用没有好得多。

3 非直接磁场定向矢量控制

本文基于 FOC 思想设计出一种新型鲁棒性 PI 控制器来实现转矩跟踪. 同时,考虑了电机模型的时变性和效率优化问题. 图 3 为改进后的电机转矩控制系统结构图。

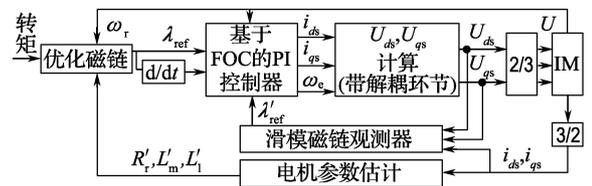


图 3 改进后的非直接磁场定向矢量控制
Fig. 3 Improved indirect field oriented vector control

3.1 控制器设计

基于转子磁场定向控制原理,新型鲁棒性 PI 控制器的数学描述为

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ref}}{L'_m} + \frac{\lambda'_{ref}}{R'_r} + K_{pd}(\lambda_{ref} - \lambda_{dr}) + K_{id} \int (\lambda_{ref} - \lambda_{dr}) dt;$$

$$i_{qs} = \frac{T_{ref}}{n_p \lambda_{ref}};$$

$$\omega_e = \omega_r + \eta L'_m \frac{i_{qs}}{\lambda_{ref}} + K_{pq} \lambda_{qr} + K_{iq} \int \lambda_{qr} dt \quad (2)$$

式中: L'_m, R'_r 是随电机运行条件变化的时变参

数^[14], $\eta = R'_r/L'_m$.

与传统矢量控制器设计的明显不同之处是,这里对 ω_e (旋转坐标系的旋转速度) 实施了 PI 控制,更好地实现了转子磁链的准确跟踪控制。

3.2 速度-磁链观测器

上述控制器性能依赖于转子磁链,而通常感应电机的转子磁链不可测,于是构建一个磁链观测器就十分必要了. 本文采用滑模技术设计了磁链观测器,基于感应电机在其静止两相坐标上的电压和电流方程建立了磁链观测器方程,数学描述如下式:

$$\frac{d \hat{i}_{ds}}{dt} = \eta \beta \hat{\lambda}_{dr} + \beta \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{qr} - \gamma \hat{i}_{ds} + \frac{1}{L'_l} u_{ds};$$

$$\frac{d \hat{i}_{qs}}{dt} = -\beta \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{dr} + \eta \beta \hat{\lambda}_{qr} - \gamma \hat{i}_{qs} + \frac{1}{L'_l} u_{qs};$$

$$\frac{d \hat{\lambda}_{dr}}{dt} = -\eta \hat{\lambda}_{dr} - \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{qr} + \eta L'_m \hat{i}_{ds};$$

$$\frac{d \hat{\lambda}_{qr}}{dt} = \hat{\omega}_r \hat{\lambda}_{dr} - \eta \hat{\lambda}_{qr} + \eta L'_m \hat{i}_{qs} \quad (3)$$

其中,电机时变参数

$$\beta = \frac{1}{L'_l}, \quad \gamma = \frac{R_s + R'_r}{L'_l}$$

滑模平面定义为

$$s = (\hat{i}_{qs} - i_{qs}) \hat{\lambda}_{dr} - (\hat{i}_{ds} - i_{ds}) \hat{\lambda}_{qr} \quad (4)$$

定义李雅普诺夫函数:

$$V = 0.5 s^2 \quad (5)$$

经过一些代数运算后,不难发现当取 $\hat{\omega}_r = \omega_0 \text{sgn}(s)$, 且在任何时候都能保证 ω_0 足够大时, $\dot{V} = \dot{s} \cdot s \leq 0$ 成立,这意味着在有限时间内式(3)的电流和磁链估计等于它们的实际值^[15].

若求平滑的速度估计值,可解 $\dot{s} = 0$ 方程^[15], 于是得到等效转速表达式

$$\hat{\omega}_{e,q} = \omega_r \frac{\hat{\lambda}_{qr} \lambda_{qr} + \lambda_{dr} \hat{\lambda}_{dr}}{\hat{\lambda}_{qr}^2 + \hat{\lambda}_{dr}^2} - \frac{\eta}{n_p} \frac{\hat{\lambda}_{qr} \lambda_{qr} - \lambda_{dr} \hat{\lambda}_{dr}}{\hat{\lambda}_{qr}^2 + \hat{\lambda}_{dr}^2} \quad (6)$$

式(6)表明,若磁链收敛到实际值,估计的等效转速即为实际转速值. 但式(6)中含有未知数 ω_r , 不能直接使用,用一个低通滤波器(式(7))取代即可.

$$\hat{\omega}_{e,q} = \frac{1}{1 + s \cdot \tau} \hat{\omega}_r \quad (7)$$

至此,易见方程(3)是一个速度-磁链观测器。

3.3 转子磁链的优化设计

由电机学知识,易得电机的输入功率计算公

式为

$$P_{in} = \frac{3}{2} [R_s (i_d^2 + i_q^2)] + \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \omega_e \lambda i_q \quad (8)$$

而输出功率为

$$P_{out} = \omega_m T_e = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \omega_r \lambda i_q \quad (9)$$

于是功率损耗为

$$P_{loss} = P_{in} - P_{out} = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) + \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} (\omega_e - \omega_r) \lambda i_q \quad (10)$$

对 P_{loss} 求导得

$$\lambda_{dr-opt} = \sqrt{|T_{ref}|} \cdot \sqrt{\frac{L_m}{K_T}} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \frac{R_r}{R_s}} \quad (11)$$

其中 $K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}$.

式(11)表明,当电磁转矩为零时,方程(2)存在奇异解,为避开奇异解并考虑到实际磁路的饱和现象、基速以上定子电压的限制,转子磁链按式(12)进行优化处理:

$$\begin{aligned} \lambda_{ref} &= \lambda_{dr-opt}, \lambda_{min} < \lambda_{dr-opt} < \lambda_{max} \\ \lambda_{ref} &= \lambda_{min}, \lambda_{dr-opt} \leq \lambda_{min} \\ \lambda_{ref} &= \lambda_{max}, \lambda_{dr-opt} \geq \lambda_{max} \end{aligned} \quad (12)$$

其中

$$\begin{cases} \lambda_{max} = \lambda_{dr-rated}; & |\omega_r| \leq \omega_{rated} \\ \lambda_{max} = \frac{\omega_{rated}}{|\omega_r|} \lambda_{dr-rated}; & |\omega_r| > \omega_{rated} \end{cases}$$

3.4 仿真

以一个典型的加速、恒速及减速的车辆行驶过程为例,对电机驱动系统的转矩跟踪性能和节能情况进行了仿真研究.图4为电磁转矩跟踪曲线,图5是功率损耗对比曲线.

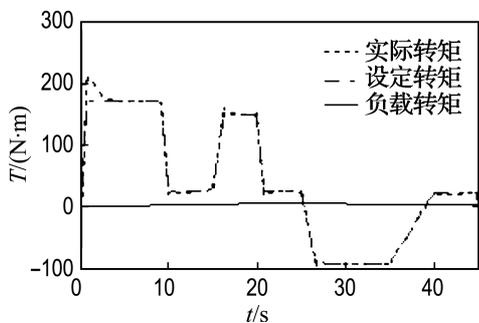


图4 电机转矩
Fig. 4 Motor torque

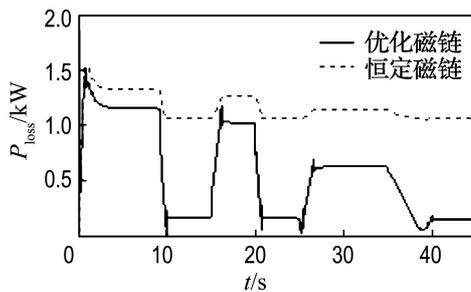


图5 功率损耗
Fig. 5 Power losses

4 相电流的重构

当驱动电路采用图1形式时,可得表3所示的开关状态与直流电流 I_{dc} 之间的关系. S_a 、 S_b 、 S_c 代表逆变器各相开关的状态.其中 $S_{a(b,c)} = "1"$ 表示相应相上面的开关开通,而 $S_{a(b,c)} = "0"$ 则表示相应相下面的开关开通.

利用表3,基于实时数字技术,即可完成相电流的重构,机理如图6所示.为获得高精度的线电流,重构过程中须考虑数字滤波技术.图7是按上述策略构建的定子A相电流波形.

表3 开关状态、 I_{dc} 及相电流之间的关系

Tab. 3 Relationship between switching states,

DC-link current and 3-phase currents

开关状态	S_c	S_b	S_a	I_{dc}
0	0	0	0	0
1	0	0	1	i_a
2	0	1	0	i_b
3	0	1	1	$-i_c$
4	1	0	0	i_c
5	1	0	1	$-i_b$
6	1	1	0	$-i_a$
7	1	1	1	0

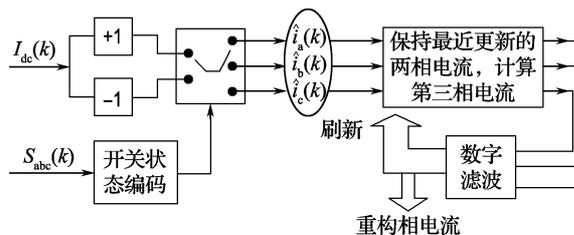
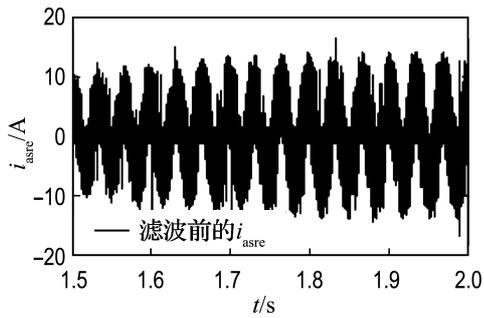
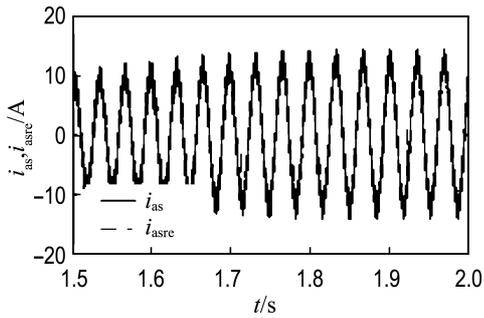


图6 相电流重构原理图
Fig. 6 Block diagram of phase currents reconstruction



(a) A 相滤波前的重构电流



(b) A 相实际电流与滤波后重构电流

图 7 $n=1\,000$ r/min 时的定子 A 相电流波形

Fig. 7 A phase stator current ($n=1\,000$ r/min)

5 控制器重构系统

根据故障诊断环节的信息,按图 2 的关系进行控制策略重构.经仿真研究发现,控制策略的平滑切换在很大程度上取决于转子磁链的定位.不同控制策略下的转子磁链位置估计角(θ)不同,如图 8 所示.如果在重构过程中不采取任何措施,会引起反方向的电磁转矩冲击,造成机械部件的损伤.磁链位置角偏差造成的转矩冲击现象如图 9 所示.

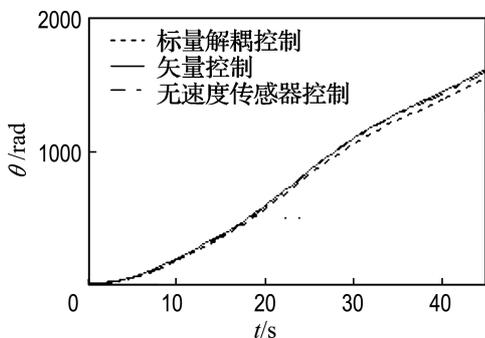


图 8 不同控制策略下转子磁链位置角的估计值

Fig. 8 Rotor flux angle for different control methods

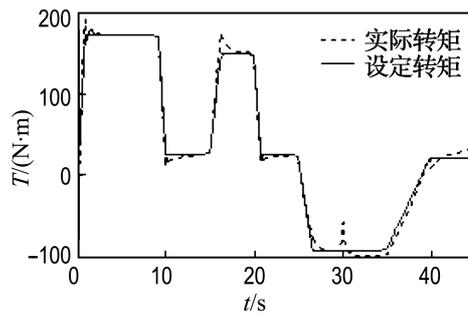


图 9 $t=30$ s 时控制策略由矢量控制切换到标量解耦控制

Fig. 9 Torque responses with a transition from IVC to SC control of the induction motor drive ($t=30$ s)

为获得平滑的转矩过渡过程,在电机容错控制系统中还设计了平滑切换模糊控制模块,利用系统动态参数反馈信息对定子电压进行动态补偿.平滑切换模糊控制模块如图 10 所示.

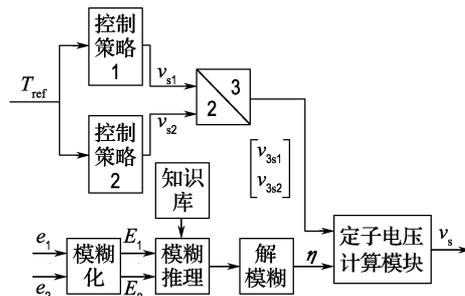


图 10 平滑切换模糊控制模块

Fig. 10 Smooth switching fuzzy control scheme

采用 Mamdani 模糊模型辨识定子电压补偿系数.图 10 中,模糊控制器的输入 e_1 和 e_2 分别为转矩偏差及定子电流偏差,具体可描述为

$$e_1(k) = \Delta T(k) = T_{ref}(k) - T_e(k);$$

$$e_2(k) = \Delta I_s(k) = I_s(k) - I_s(k-1) \quad (13)$$

η 是模糊控制器的输出,用做定子控制电压偏差的补偿系数,经过补偿后的定子控制电压可描述为

$$v_s = f(v_{3s1}, v_{3s2}) = (1 - \eta)v_{3s2} + \eta v_{3s1} \quad (14)$$

式中: v_{3s1} 是故障出现前的定子控制电压; v_{3s2} 是故障出现时欲施加的定子控制电压.

图 11 为在 $t=10$ s 处发生位置传感器故障时,控制策略在模式 1 和模式 2 之间切换时的转

矩响应曲线.图12是 $t=20\text{ s}$ 处出现相电流传感器故障时和故障后,控制策略在模式1和模式3之间切换时的转矩响应曲线.图11、12的仿真结果表明,利用模糊控制方法对切换期间的定子电压进行适当的相位补偿,可以减缓控制策略切换期间的转矩冲击,是实现主动容错控制策略平滑过渡的有效措施.

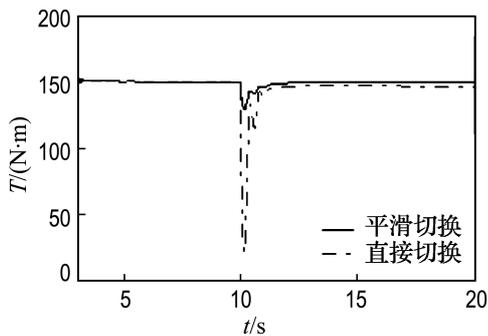


图11 位置传感器故障时的转矩

Fig.11 Torque curves when position sensor is fault

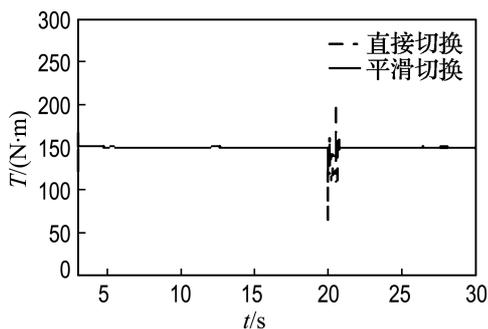


图12 相电流传感器故障时的转矩

Fig.12 Torque curves when phase current sensors are fault

6 结 语

本文为混合动力汽车感应电机设计了主动容错驱动控制系统.该系统在传感器故障期间,能充分利用余下的传感器信息,最大限度地维持电机驱动系统的运行性能.通过模糊控制技术,解决了电机控制策略重构过程中的冲击问题.速度-磁链观测器的设计,简化了观测器的实际数目,避免了对转子参数的过分依赖,提高了系统的鲁棒性.相电流重构技术保证了多数传感器故障下高性能的矢量控制技术仍能得以实施,提高了电机驱动系

统传感器故障的容错控制能力.仿真结果表明上述观点正确、有效,有一定实际应用价值.

参考文献:

- [1] BENBOUZID M E H. Bibliography on induction motors faults detection and diagnosis [J]. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 1999, **14**(4): 1065-1074
- [2] JACOBINA C B, FREITAS I S, OLIVEIRA T M, *et al.* Fault tolerant control of five-phase AC motor drive [C] // **IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference**. Aachen:IEEE, 2004: 3486-3492
- [3] DIALLO D, BENBOUZID M E H, MAKOUF A. A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications [J]. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 2004, **53**(6): 1847-1855
- [4] LIU Tian-hua, FU Jen-ren, LIPO T A. A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1993, **29**(5):910-918
- [5] BOLOGNANI S, ZORDAN M, ZIGLIOTTO M. Experimental fault-tolerant control of PMSM drive [J]. **IEEE Transactions on Industry Electronics**, 2000, **47**(5):1134-1141
- [6] BELTRAO DE ROSSITER C M, BRANDAO J C, CABRAL DA SILVA E R, *et al.* An induction motor drive system with improved fault tolerant [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2001, **37**(3):873-879
- [7] ZIDANI F, BENBOUZID M E H, DIALLO D, *et al.* Active fault-tolerant control of induction motor drives in EV and HEV against sensor failures using a fuzzy decision system [C] // **IEEE International Electric Machines and Drives Conference**. Madison: IEEE, 2003:677-683
- [8] HEINEMANN G. Comparison of several control schemes for AC induction motors [C] // **IEEE 20th Annual Power Electronics Specialists Conference**. Aachen: IEEE, 1989:843-844
- [9] GARCIA G O, STEPHAN R M, WATANABE E H. Comparing the indirect field-oriented control with

- a scalar method [J]. **IEEE Transactions on Industry Electronics**, 1994, **41**(2):201-207
- [10] TA Cao-minh, HORI Y. Convergence improvement of efficiency-optimization control of induction motor drives [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 2001, **37**(6):1746-1754
- [11] NEACSU D O, RAJASHEKARA K. Comparative analysis of torque-controlled IM drives with applications in electric and hybrid vehicles [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 2001, **16**(2):240-247
- [12] BOSE B K. Scalar decoupled control of induction motor [J]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, 1984, **20**(1):216-225
- [13] LIPO T A. Recent progress in the development of solid state AC motor drives [J]. **IEEE Transactions on Power Electronics**, 1988, **3**(2):105-117
- [14] PROCA A B. Identification of variable frequency induction motor models from operating data [J]. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, 2002, **17**(1):24-31
- [15] UTKIN V, GULDNER J, SHI J. **Sliding Mode Control in Electromechanical Systems** [M]. Philadelphia: Taylor & Francis, 1999

Reconstructed control of motor drive system in hybrid electric vehicle against sensor failures

LIU Yan^{1,2}, SHAO Cheng^{*1}

(1. Research Institute of Advanced Control Technology, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2. School of Information Engineering, Dalian University, Dalian 116622, China)

Abstract: Based on the modes of sensor failures, possibly occurring in induction motor drives in hybrid electric vehicle (HEV), an active fault-tolerant reconstructed control system is designed. The proposed system sustains the good control performance from those faultless sensors as possible and also takes into account the controller transition smoothness in terms of speed and torque transients. Moreover, in order to improve HEV operation performances, a new robust PI-based extension of the field oriented control (FOC) controller is developed to keep good torque tracking. An adaptive speed-flux observer using sliding mode is developed. In order to improve the fault-tolerant performance of the drive system, a new method of using single DC link current sensor to reconstruct all three inverter phase currents is proposed. Simulations show that the proposed control scheme can ensure the controlled system to be stable and have a good tracking performance of torque and speed when a HEV has troubles with sensors.

Key words: sensor failure; reconstructed control; sliding mode control; reconstruction of phase current; induction motor; hybrid electric vehicle