

基于改进协同控制的双向直流变换器控制策略研究

刘庆雪¹, 陈 恺²

(1. 曲阜师范大学工学院, 山东 日照 276827; 2. 北汽福田汽车股份有限公司, 山东 潍坊 261000)

摘要: 针对燃料电池 / 锂电池 / 超级电容混合动力汽车用变换器控制, 提出一种基于固定时间干扰观测器的改进协同控制策略, 以实现锂电池电流的跟踪, 确保直流母线电压的稳定性、鲁棒性及抗干扰性能。首先, 根据非隔离变换器的拓扑电路推导出变换器的数学模型并进行参数选择, 为后面的协同控制算法分析建立基础。其次, 引入了协同控制算法对变换器的 IGBT 进行占空比控制。然后, 基于变换器系统总干扰引入了固定时间干扰观测器并对宏进行改进以获得更好的控制效果。最后, 在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了燃料电池汽车整车模型, 选取国际标准工况在整体系统中进行了仿真实验验证, 通过与其他算法对比验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 氢燃料电池; 锂电池; 双向变换器; 协同控制; 固定时间干扰观测器

Research on control strategy of bidirectional DC-DC converter based on improved synergetic control

LIU Qingxue¹, CHEN Kai²

(1. Technical College, Qufu Normal University, Rizhao 276827, China;

2. Beiqi Foton Motor Co., Ltd., Weifang 261000, China)

Abstract: An improved synergetic control strategy based on fixed time disturbance observer is proposed for the control of fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid electric vehicle converter to track battery current, DC bus voltage stability, robust performance and anti-jamming performance. Firstly, the mathematical model of the converter is derived from the topology of the non-isolated converter and the parameters are selected, which is the basis for the analysis of the synergetic control algorithm. Secondly, a synergetic control algorithm is introduced to control the duty cycle of IGBT. Then, a fixed-time disturbance observer is introduced based on the total disturbance of the converter system and macros are improved to obtain better control effect. Finally, in Matlab/Simulink environment, built a fuel cell vehicle model, selected the international standard operating conditions in the overall system for simulation experiments, the effectiveness of the proposed control strategy is verified by comparing with other algorithms.

Key words: hydrogen fuel cells; battery; bidirectional converter; synergetic control; fixed time-disturbance observer

0 引言

燃料电池汽车直流变换器的控制器设计通常

有电压控制、电流控制和电压外环电流内环双闭环控制等。由于电压外环电流内环双闭环控制器

控制性能更加优越，因此选择此控制系统进行研究。而对于控制器的选择有非常广泛的研究，很多学者进行了各种控制器的设计。

文献[1]提出了一种模糊控制与经典PID控制相结合的复合控制策略，相比PID控制，该复合控制器能更好地消除系统内部参数变化及外部干扰对变换器系统的控制效果影响，具有更优越的抗干扰性和鲁棒性。文献[2]针对采用传统控制方法时，变换器控制系统存在的响应速度缓慢、输出电流纹波大等问题，提出了一种带约束条件的改进型模型预测电流控制方法，结果表明带约束条件模型预测电流控制具有更好的动态响应和稳定性能。为有效解决多源扰动下独立光伏储能系统直流母线电压的稳定控制问题，文献[3]提出了一种基于改进型线性自抗扰控制的双向变换器控制策略，该控制策略有效提升了直流母线电压的跟踪性能和抗扰动抑制能力，减少了多源扰动条件下直流母线电压的波动范围。为应对可再生能源出力波动引起储能系统功率流动方向的频繁变化，文献[4]提出一种基于自抗扰控制和模型预测控制的储能系统双向变换器控制策略，其

中模型预测控制方法应用于电流内环，自抗扰控制策略应用于电压外环，提出的控制方法优于PI控制和模型预测控制策略，具有响应速度快、超调量小和波动幅度小的特点。

以上文献提出的控制策略中，PI控制器的动态性能较差，鲁棒性和抗干扰能力弱，且考虑到系统中有电压、电流两个状态变量，采用其他算法需要4个算法控制器，因此本文采用了协同控制器。协同控制器常用在多智能体系统中，考虑到燃料电池汽车变换器的控制中有电压、电流两个变量，因此引入使用。而用协同控制器时，主要对电流内环进行控制，即控制充放电电流，跟踪参考电流。除此之外，由于在成本函数中对状态变量电压进行了控制，因此对电压外环也具有控制作用，一定程度上对稳定直流母线电压发挥了作用，并且无须在电压外环进行控制器的设计，仅使用经典PI控制即可。系统控制框图如图1所示。

图1中，DC-DC为直流变换器，其中燃料电池侧采用非隔离型Boost直流变换器，蓄电池侧采用非隔离型双向直流变换器；DC-AC为带

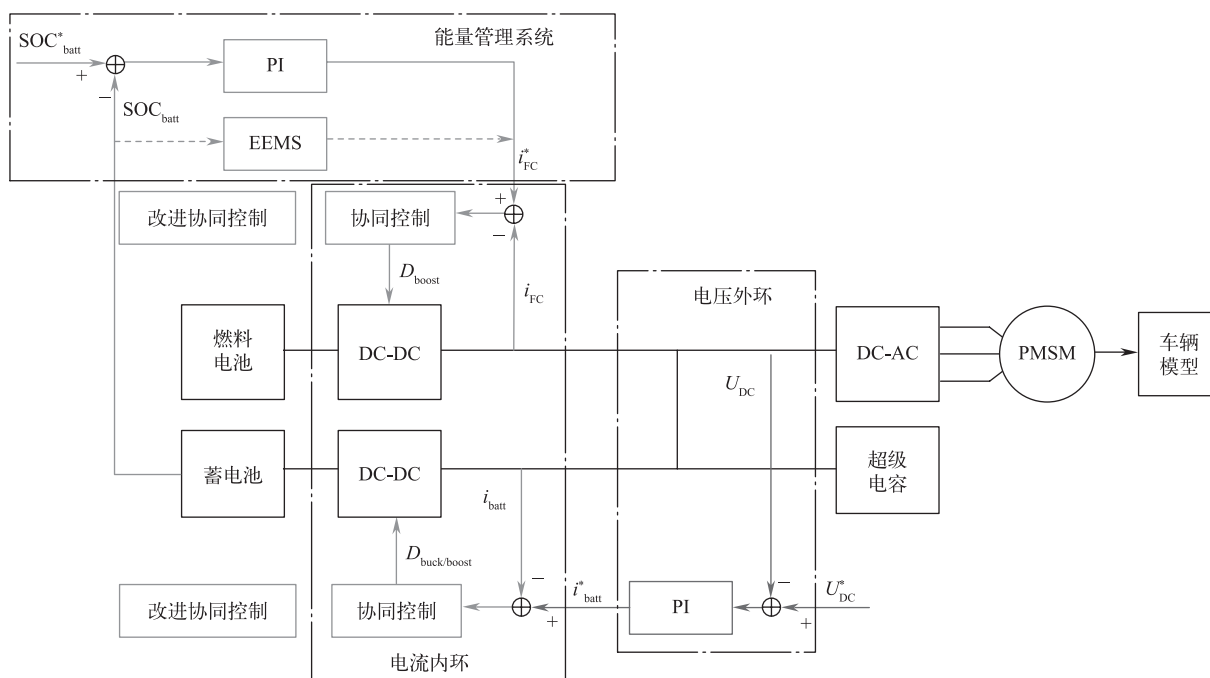


图1 变换器系统控制框图

Fig. 1 Control block diagram of converter system

整流单元的变频器及逆变器，将直流母线输出的直流电转变为电动机所需的交流电；PMSM为永磁同步电动机；燃料电池采用质子交换膜燃料电池作为系统主电源，蓄电池采用锂电池中的磷酸铁锂电池，并加入超级电容作为辅助电源。

1 变换器参数选择及工作原理分析

1.1 参数选择

本节所用的变换器为非隔离型双向变换器，输入端连接锂电池，经过变换器输出直流母线电压为380 V的端电压，经过逆变器后供给电动机驱动汽车运行。变换器所用的电感、电容等是双向变换器实现升降压工作功能的核心电力电子器件，其电感、电容值的选取极为重要。为保证电流、电压纹波在一定限度内，并且要保证电流的连续性，结合实际情况，计算所需要的电感、电容值^[5]分别由式（1）～式（4）求得，最终选取电感值 $L_{\text{Buck}}=L_{\text{Boost}}=1\ 000\ \text{mH}$ ，电容值 $C_{\text{Buck}}=1\ 000\ \mu\text{F}$ 、 $C_{\text{Boost}}=1\ 000\ \mu\text{F}$ 。

$$L_{\text{Buck}} = \frac{0.5(U_{\text{H}} - U_{\text{L}})U_{\text{L}}^2}{P_1 U_{\text{H}} f_{\text{g}}} \quad (1)$$

$$C_{\text{Buck}} = \frac{U_{\text{H}}(1-D)}{8f_{\text{g}}^2 L \Delta U} \quad (2)$$

$$L_{\text{Boost}} = \frac{0.5(U_{\text{H}} - U_{\text{L}})U_{\text{L}}^2}{P_2 U_{\text{H}} f_{\text{g}}} \quad (3)$$

$$C_{\text{Boost}} = \frac{(U_{\text{H}} - U_{\text{L}})T_{\text{s}}}{Rf_{\text{g}} \Delta U} \quad (4)$$

式中， U_{H} 为高压侧电压； U_{L} 为低压侧电压； P_1 、 P_2 为电路功率； f_{g} 为开关管开关频率； D 为开关管占空比； T_{s} 为开关周期； R 为负载阻值； ΔI 为电流纹波，为工作电流的2%； ΔU 为母线电压的纹波，输出的电压纹波需小于0.5%。

1.2 工作原理分析

燃料电池汽车锂电池侧需要完成充放电的任务，因此需要选取双向变换器，因为汽车的重量及体积限制，所以选取了非隔离型双向半桥变换器，其拓扑结构如图2所示。下面对变换器的工作

原理进行简单分析。

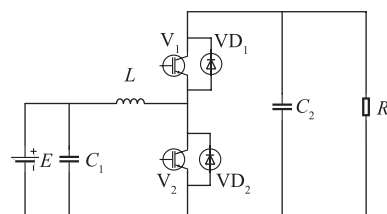


图2 双向变换器拓扑图

Fig. 2 Topology diagram of bidirectional converter

1.2.1 Boost 模式

当开关 V_1 关断、 V_2 开通且通过电流时，此时锂电池侧放电给电感 L 充电，电感电流值 i_{L} 升高且值大于零，变换器处于Boost升压模式。当开关 V_1 导通且不通过电流、 V_2 关断时，此时电感 L 通过的电流不能突变，因此通过 VD_1 续流，电感电流值 i_{L} 降低，但其值仍大于零，变换器处于Boost升压模式。其方程描述为

$$\begin{cases} L \frac{di_{\text{L}}}{dt} = u_{\text{L}} - (1-d)u_{\text{H}} \\ C \frac{du_{\text{H}}}{dt} = (1-d)i_{\text{L}} - \frac{u_{\text{H}}}{R} \end{cases} \quad (5)$$

式中， d 为IGBT占空比； C 为电容，其值 $C=C_1=C_2$ ； R 为负载等效电阻，可取 $R=P_{\text{load}}/u_{\text{H}}^2$ 。

为方便下文中协同控制器的推导，需进一步建立Boost变换器系统的状态空间方程，因此设 $(x_1\ x_2)^{\text{T}}=(i_{\text{L}}\ u_{\text{H}})^{\text{T}}$ 。式（5）可写为式（6），即求得系统运行在Boost模式下的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{(d-1)x_2}{L} + \frac{u_{\text{L}}}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{(1-d)x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (6)$$

1.2.2 Buck 模式

当开关 V_1 导通且通过电流、 V_2 关断时，此时电感 L 通过的电流已经下降至零，燃料电池作为外部电源给锂电池充电，电感电流值 i_{L} 反向升高，变换器处于Buck降压模式。当开关 V_1 关断、 V_2 导通且不通过电流时，此时电感 L 通过的电流不能突变，因此通过 VD_2 续流，电感电流值 i_{L} 降低且其值仍反向，变换器处于Buck降压模

式。其方程描述为

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = du_H - u_L \\ C \frac{du_L}{dt} = i_L - \frac{u_L}{R} \end{cases} \quad (7)$$

式中, R 为负载等效电阻, 其中可取 $R = P_{\text{load}}/u_L^2$ 。

与Boost变换器相同, 设 $(x_1 \ x_2)^T = (i_L \ u_L)^T$, 则式(7)可写为式(8), 即所求得系统运行在Buck模式下的状态方程为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d}{L} u_H - \frac{x_2}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (8)$$

2 协同控制

协同控制主要用于多智能体系统中, 然而考虑到在燃料电池汽车DC-DC变换器控制系统中有电压、电流多个控制变量, 若双闭环控制结构采用PI控制, 将会有4个控制器, 参数调节较为复杂且PI控制性能不佳, 因此将协同控制引入, 既可以降低控制器数量, 又可以实现控制目标。

确定一个控制流形的描述, 使得宏变量收敛到零, 系统会从任意一个运行点到达流形以渐进收敛并达到系统稳定运行的目的。选择指数方式收敛的一阶微分方程作为控制流形的描述, 收敛轨迹^[6]如图3所示。

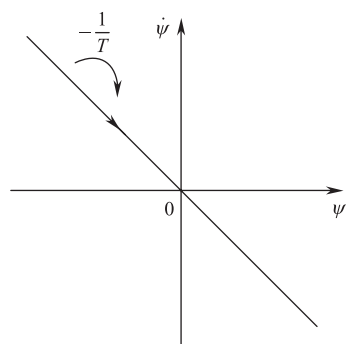


图3 控制流形收敛轨迹

Fig. 3 Convergence trajectories of control manifolds

控制流形描述为

$$T\dot{\psi} + \psi = 0 \quad (9)$$

$$\dot{\psi} = \frac{d\psi}{dx(t)} \frac{dx(t)}{dt} \quad (10)$$

式中, ψ 为宏变量; $\dot{\psi}$ 为一阶微分。

2.1 Boost放电模式

对锂电池电流回路系统进行控制, 即对Buck-Boost双向变换器进行控制, 使其实现直流母线实际电压跟踪参考电压、实际电流跟踪参考电流。根据Buck-Boost变换器的数学模型推导出协同控制器。

在Buck-Boost变换器系统的控制中有电压和电流两个控制变量, 在Boost模式的控制中, 取控制变量电感电流 i_L 和直流母线电压 u_H 的实际值与参考值之差作为控制流形, 因此定义的宏变量为

$$\psi = k_1(i_L - i_L^*) + k_2(u_H - u_H^*) \quad (11)$$

式中, k_1 、 k_2 为正调整系数; i_L 、 u_H 分别为实际电流和电压; i_L^* 、 u_H^* 分别为参考电流和电压。

对式(11)求微分可得

$$\dot{\psi} = k_1(\dot{i}_L - \dot{i}_L^*) + k_2(\dot{u}_H - \dot{u}_H^*) \quad (12)$$

进而结合式(6)、式(11)、式(12)可得

$$\begin{aligned} & k_1 \left(\frac{d-1}{L} u_H + \frac{u_L}{L} - \dot{i}_L^* \right) + \\ & k_2 \left(\frac{1-d}{C} i_L - \frac{u_H}{RC} - \dot{u}_H^* \right) = -\frac{\psi}{T} \end{aligned} \quad (13)$$

式中, T 为时间常量, 使系统沿着控制流形到达平衡点, 其取值越大, 收敛速度越快, 但不宜过大。

最终求得控制器的输出控制律为占空比, 即可对变换器的开关管进行控制, 占空比计算式为

$$d = \frac{\left[-\frac{\psi}{T} - k_1 \left(\frac{u_L}{L} - \dot{i}_L^* \right) - k_2 \left(-\frac{u_H}{RC} - \dot{u}_H^* \right) - \left(-\frac{k_1 u_H}{L} + \frac{k_2 i_L}{C} \right) \right]}{\frac{k_1 u_H}{L} - \frac{k_2 i_L}{C}} \quad (14)$$

2.2 Buck充电模式

在Buck模式的控制中, 取控制变量电感电

流 i_L 和锂电池侧输出电压 u_L 的实际值与参考值之差作为控制流形, 因此定义的宏变量为

$$\psi = k_3(i_L - i_L^*) + k_4(u_L - u_L^*) \quad (15)$$

式中, k_3 、 k_4 为正调整系数; i_L 、 u_L 分别为控制变量实际电流和电压; i_L^* 、 u_L^* 分别为参考电流和电压。

对式(15)求微分可得

$$\dot{\psi} = k_3(\dot{i}_L - \dot{i}_L^*) + k_4(\dot{u}_L - \dot{u}_L^*) \quad (16)$$

进而根据式(8)、式(15)、式(16)可得

$$k_3\left(\frac{d}{L}u_H - \frac{u_L}{L} - \dot{i}_L^*\right) + k_4\left(\frac{\dot{i}_L}{C} - \frac{u_L}{RC} - \dot{u}_L^*\right) = -\frac{\psi}{T} \quad (17)$$

求得控制器的输出控制律即为占空比, 计算式为

$$d = \frac{\left[-\frac{\psi}{T} - k_3\left(-\frac{u_L}{L} - \dot{i}_L^*\right) - k_4\left(\frac{\dot{i}_L}{C} - \frac{u_L}{RC} - \dot{u}_L^*\right)\right]}{\frac{k_3 u_H}{L}} \quad (18)$$

3 改进协同控制

在第2节中对变换器系统协同控制策略进行了研究, 宏变量的选取未考虑误差的积分, 且研究中未考虑内部参数扰动问题, 造成了控制系统跟踪的准确性和抗扰能力差等问题, 因此本节中对宏变量进行改进, 并引入观测器。

3.1 固定时间干扰观测器

固定时间是在有限时间控制的基础上衍生出来的, 有限时间控制的收敛时间依赖于系统的初始值, 而固定时间控制不依赖于初始值, 能够在固定时间内收敛到平衡点。因此引入固定时间收敛的干扰观测器以观测变换器系统总干扰, 并在变换器协同控制律中加以补偿, 以此提高变换器系统抗干扰能力, 下面分别对Boost模式、Buck模式进行固定时间干扰观测器的设计。

3.1.1 Boost 模式

针对Boost模式下的状态方程引入系统总扰动 ξ 、 ζ , 得到新的状态方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 & \dot{x}_2 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} i_L & u_H \end{pmatrix}^T, u = u_L \quad (19)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{(d-1)x_2}{L} + \frac{u_L}{L} + \xi \\ \dot{x}_2 = \frac{(1-d)x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} + \zeta \end{cases} \quad (20)$$

基于式(20)系统状态方程, 引入固定时间干扰观测器^[10]方程为

$$\begin{cases} \dot{\hat{\chi}}_1 = \chi_2 + a\zeta + bu + \kappa \\ \dot{\hat{\chi}}_2 = \varpi \end{cases} \quad (21)$$

其中

$$\begin{aligned} \chi_1 &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}; \chi_2 = \begin{bmatrix} \xi \\ \zeta \end{bmatrix}; a = \begin{bmatrix} \frac{d-1}{L} \\ \frac{1-d}{C} \end{bmatrix} \\ \zeta &= [x_2 \quad x_1]; b = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; u = [u_L \quad 0] \\ \kappa &= \begin{bmatrix} -c_{11}|e_1|^{\alpha_1} \text{sign}(e_1) - c_{12}|e_1|^{\beta_1} \text{sign}(e_1) \\ -c_{21}|e_2|^{\alpha_2} \text{sign}(e_2) - c_{22}|e_2|^{\beta_2} \text{sign}(e_2) \end{bmatrix} \\ \varpi &= \begin{bmatrix} -c_{31}|e_1|^{\alpha_3} \text{sign}(e_1) - c_{32}|e_1|^{\beta_3} \text{sign}(e_1) \\ -c_{41}|e_2|^{\alpha_4} \text{sign}(e_2) - c_{42}|e_2|^{\beta_4} \text{sign}(e_2) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

在固定时间观测器的设计中, 分数指数即 $\alpha_1 \sim \alpha_4$ 、 $\beta_1 \sim \beta_4$ 是系统收敛的重要指标。令 $\alpha_1 \sim \alpha_4 > 1$, 可以使系统在离平衡点较远时快速收敛, 而令 $0 < \beta_1 \sim \beta_4 < 1$, 可以使系统在离平衡点近时缓慢收敛, 极大减少控制系统出现的抖振现象。其中, $c_{11} \sim c_{42}$ 的取值应为正常数, 可实现对收敛到平衡点速度的调节, 且数值越大, 速度越快。 c_{11} 、 c_{21} 、 c_{31} 和 c_{41} 的取值应大于 c_{12} 、 c_{22} 、 c_{32} 和 c_{42} 的取值, 以此保证“远粗调、近细调”原则, 使得系统能够在固定时间内快速且准确收敛。

3.1.2 Buck 模式

针对Buck模式下的状态方程式(8)引入系统总扰动 ξ' 、 ζ' , 得到新的状态方程为

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 & \dot{x}_2 \end{pmatrix}^T = \begin{pmatrix} i_L & u_L \end{pmatrix}^T, u = u_H \quad (22)$$

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d}{L}u_H - \frac{x_2}{L} + \xi' \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} + \zeta' \end{cases} \quad (23)$$

基于式(23)系统状态方程,引入固定时间干扰观测器方程为

$$\begin{cases} \dot{\chi}_1 = \chi_2 + a\zeta + bu + \kappa \\ \dot{\chi}_2 = \varpi \end{cases} \quad (24)$$

将式(23)系统状态方程代入此观测器,即可得到固定时间干扰观测器的表达式。

其中

$$\begin{aligned} \chi_1 &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}, \chi_2 = \begin{bmatrix} \xi' \\ \zeta' \end{bmatrix}, a = \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ \frac{1}{C} \end{bmatrix} \\ \zeta &= \begin{bmatrix} x_2 & x_1 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{RC} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_L & 0 \end{bmatrix} \\ \kappa &= \begin{bmatrix} -c_{11}|e_1|^{\alpha_1} \text{sign}(e_1) - c_{12}|e_1|^{\beta_1} \text{sign}(e_1) \\ -c_{21}|e_2|^{\alpha_2} \text{sign}(e_2) - c_{22}|e_2|^{\beta_2} \text{sign}(e_2) \end{bmatrix} \\ \varpi &= \begin{bmatrix} -c_{31}|e_1|^{\alpha_3} \text{sign}(e_1) - c_{32}|e_1|^{\beta_3} \text{sign}(e_1) \\ -c_{41}|e_2|^{\alpha_4} \text{sign}(e_2) - c_{42}|e_2|^{\beta_4} \text{sign}(e_2) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$k_1' \left(\frac{d-1}{L} u_H + \frac{u_L}{L} + \xi - i_L^* \right) + k_2' \left(\frac{1-d}{C} i_L - \frac{u_H}{RC} + \zeta - \dot{u}_H^* \right) + k_3' (i_L - i_L^*) + k_4' (u_L - u_L^*) = -\frac{\psi}{T} \quad (27)$$

最终求得在Boost模式下控制器的输出控制律,即占空比为

$$d = \frac{\begin{bmatrix} -\frac{\psi}{T} - k_1' \left(\frac{u_L}{L} + \xi - i_L^* \right) - k_2' \left(-\frac{u_H}{RC} + \zeta - \dot{u}_H^* \right) \\ - \left(-\frac{k_1 u_H}{L} + \frac{k_2 i_L}{C} \right) - k_3' (i_L - i_L^*) - k_4' (u_H - u_H^*) \end{bmatrix}}{\frac{k_1' u_H}{L} - \frac{k_2' i_L}{C}} \quad (28)$$

3.2.2 Buck 充电模式

在Buck模式的控制中,取控制变量电感电流 i_L 和锂电池侧输出电压 u_{low} 的实际值与参考值之差作为控制流形,因此定义的宏变量为

$$\psi = k_1'' (i_L - i_L^*) + k_2'' (u_L - u_L^*) + k_3'' \int (i_L - i_L^*) dt + k_4'' \int (u_L - u_L^*) dt \quad (29)$$

式中, k_1'' 、 k_2'' 、 k_3'' 和 k_4'' 为正调整系数。

可求得

$$\dot{\psi} = k_1'' (\dot{i}_L - \dot{i}_L^*) + k_2'' (\dot{u}_L - \dot{u}_L^*) + k_3'' (i_L - i_L^*) + k_4'' (u_L - u_L^*) \quad (30)$$

3.2 基于固定时间观测器的改进协同控制

3.2.1 Boost 放电模式

由于传统协同控制算法在控制中的抗干扰性能欠佳,为了满足汽车中更加严格的要求,在锂电池电流回路控制的宏变量中引入状态变量误差的积分^[13],以此来实现锂电池电流、电压的无差调节,其宏变量为

$$\begin{aligned} \psi &= k_1' (i_L - i_L^*) + k_2' (u_H - u_H^*) + \\ & k_3' \int (i_L - i_L^*) dt + k_4' \int (u_L - u_L^*) dt \end{aligned} \quad (25)$$

式中, k_1' 、 k_2' 、 k_3' 和 k_4' 为正调整系数; i_L 、 u_L 和 u_H 分别为控制变量实际电流、低压侧和高压侧电压; i_L^* 、 u_L^* 和 u_H^* 分别为参考电流、低压侧和高压侧参考电压。

对宏变量进行求导得到

$$\dot{\psi} = k_1' (\dot{i}_L - \dot{i}_L^*) + k_2' (\dot{u}_H - \dot{u}_H^*) + k_3' (i_L - i_L^*) + k_4' (u_L - u_L^*) \quad (26)$$

进而根据式(25)、式(26)可得

进而根据式(29)、式(30)可得

$$\begin{aligned} k_1'' \left(\frac{d}{L} u_H - \frac{u_L}{L} + \xi - i_L^* \right) + k_2'' \left(\frac{i_L}{C} - \frac{u_L}{RC} + \zeta - \dot{u}_H^* \right) + \\ k_3'' (i_L - i_L^*) + k_4'' (u_L - u_L^*) = -\frac{\psi}{T} \end{aligned} \quad (31)$$

求得在Buck模式下控制器的输出控制律,

即占空比为

$$d = \frac{\begin{bmatrix} -\frac{\psi}{T} - k_1'' \left(-\frac{u_L}{L} + \xi - i_L^* \right) - k_2'' \left(\frac{i_L}{C} - \frac{u_L}{RC} + \zeta - \dot{u}_H^* \right) \\ - k_3'' (i_L - i_L^*) - k_4'' (u_L - u_L^*) \end{bmatrix}}{\frac{k_1'' u_H}{L}} \quad (32)$$

4 仿真结果与分析

为了验证所采用控制策略的有效性,在MATLAB/Simulink环境下搭建了氢燃料电池混合动力汽车的整车模型,其中对能量管理策略模块进行主要控制,仿真中所用主要参数见下表。

表 电源主要参数

Tab. Main parameters of power supply

名称	参数	数值
燃料电池参数	额定功率/kW	85
	最大功率/kW	100
锂电池参数	额定容量/(A·h)	40
	额定电压/V	48
超级电容参数	额定容量/F	156
	额定电压/V	390

在仿真中主要研究燃料电池汽车能量管理系统的控制策略，其控制策略以氢耗量最小化为目标，选取国际标准工况（UN/ECE Elementary Urban Cycle）作为研究对象来进行研究。其驾驶员模型控制策略均采用PI控制，对参考车速进行跟踪，跟踪效果达到仿真实验要求，车速跟踪结果如图4所示，里程跟踪结果如图5所示。所选工况中最高车速为50 km/h，总行车里程为1 km，总行车时间为195 s。

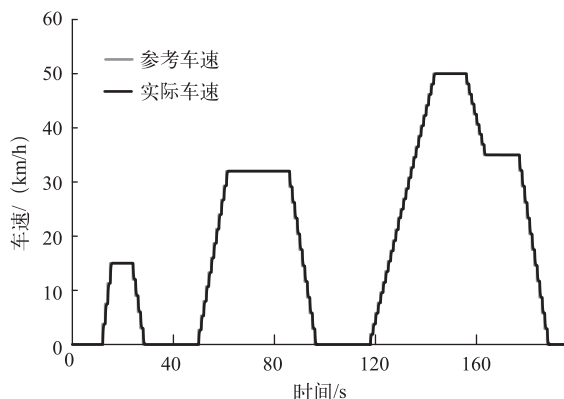


图4 车速跟踪波形图

Fig. 4 Speed tracking waveform

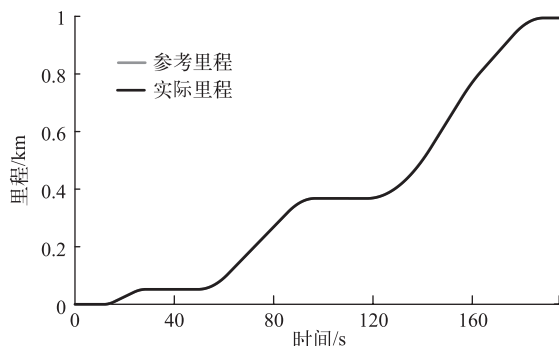


图5 里程跟踪波形图

Fig. 5 Mileage tracking waveform

4.1 直流母线电压跟踪控制仿真

在燃料电池汽车变换器系统中，维持直流母线电压稳定是关键的控制目标之一，其电压稳定对驱动电动机平稳运行具有重要意义。为了验证所提出的控制器对直流母线电压稳定控制的有效性，基于MATLAB/Simulink在国际标准汽车行驶速度工况下进行了仿真验证，电压波形如图6所示。由图6可分析出，PI控制在维持直流母线电压稳定上存在较大误差，在遇到车速突变时，直流母线电压最大跌落约29 V；传统协同控制能准确跟踪参考电压，并且在车速变化（即负载变换）时实现电压的稳定跟踪，其遇到车速突变时电压最大突变约25 V，表明此控制算法具有一定的鲁棒性和抗干扰性能；而本文提出的基于固定时间的改进协同控制算法与协同控制算法相比，最大突变约5 V，因此具有更加优良的抗干扰性能。在车速突变时，电压稳定情况更加优越。

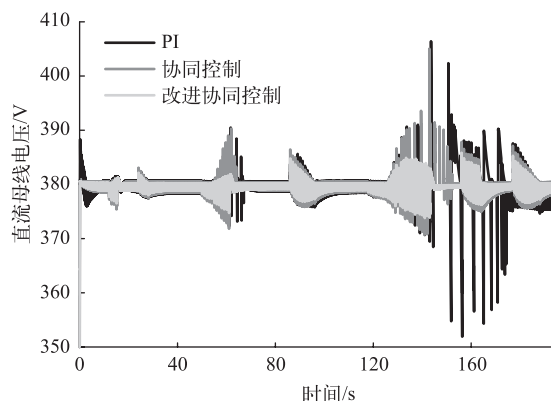


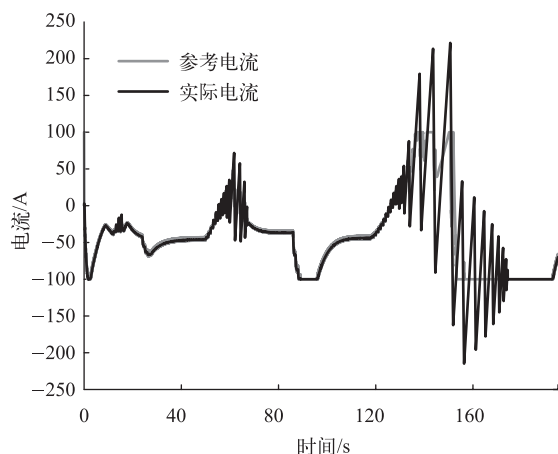
图6 直流母线电压波形图

Fig. 6 DC bus voltage waveform diagram

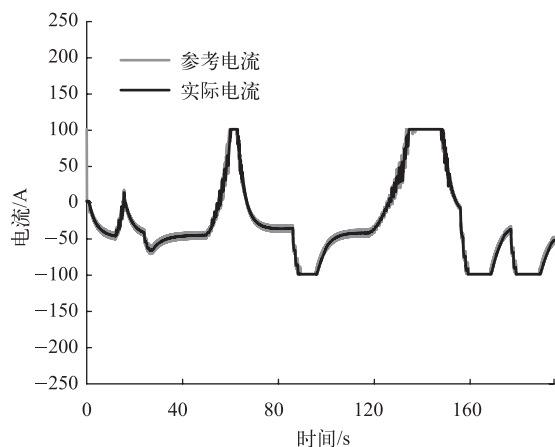
4.2 充放电电流跟踪控制仿真

实现锂电池侧充放电电流的跟踪是仿真实验的关键控制环节，为了验证所提控制器的有效性，基于MATLAB/Simulink在国际标准汽车行驶速度工况下进行了仿真验证。由于锂电池充放电会影响使用寿命，因此限定锂电池充放电电流范围在-100~100 A之间，其电流跟踪波形如图7所示，电流跟踪误差波形如图8所示。由图7a~c可以看出，PI控制下的电流跟踪效果在车速突变时不能准确跟踪，电流误差最高达到约

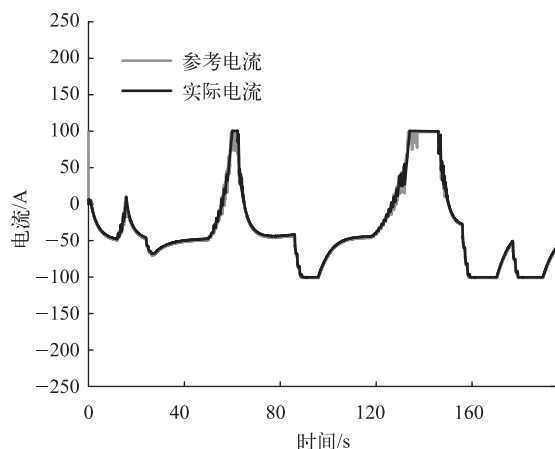
253 A, 即抗扰能力差; 协同控制下的电流跟踪效果较好, 电流误差最高达到约50 A; 改进协同控制的跟踪效果最佳, 电流误差最高达到约10 A。



(a) PI控制电流跟踪波形图



(b) 协同控制电流跟踪波形图



(c) 改进协同控制电流跟踪波形图

图7 电流跟踪波形图

Fig. 7 Current tracking waveform

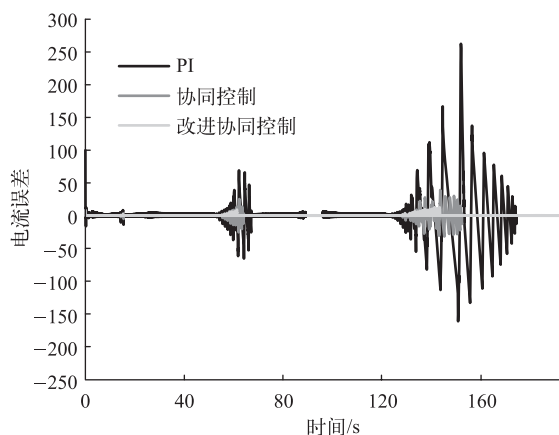


图8 电流误差波形图

Fig. 8 Current error waveform

5 结束语

本文针对燃料电池/锂电池/超级电容混合动力整车系统的变换器控制, 提出了一种基于改进协同控制算法的控制器。该控制策略在协同控制的基础上引入了固定时间干扰观测器, 以精确地观测系统的干扰, 提高控制器的鲁棒性和抗干扰性, 在协同控制的控制流中引入了状态变量电流、电压误差的积分项, 以提高控制的精确性。为了验证所采用的改进协同控制器的有效性, 本文在MATLAB/Simulink环境下搭建了燃料电池/锂电池/超级电容混合动力汽车整车系统模型, 选择在国际标准工况 (UN/ECE Elementary Urban Cycle) 下对汽车的变换器系统进行改进协同控制算法的验证, 并且与经典PI控制、经典协同控制策略进行了对比, 表明了本文所提出的改进协同控制策略的优良控制性能。该控制策略有效提高了系统的抗干扰性能和鲁棒性能, 在燃料电池汽车变换器控制中有一定应用价值。

参考文献

- [1] 石俊, 吴华杰. 用于混合动力汽车的双向DC/DC变换器控制设计[J]. 火力与指挥控制, 2018, 43(4): 117-121.
- [2] 刘恩艳, 胡毕华. 氢燃料汽车双向DC-DC变换器改进模型预测控制[J]. 储能科学与技术, 2021, 10(6): 2046-2052.

- [3] 周雪松, 谢冰杰, 马幼捷, 等. 基于改进自抗扰的双向DC-DC变换器控制策略研究[J]. 电气传动, 2022, 52(15): 10-16, 30.
- [4] 龚春阳, 林嘉伟, 黄冬梅, 等. 储能系统双向Buck-Boost变换器控制策略研究[J]. 太阳能学报, 2023, 44(2): 229-238.
- [5] 时颖, 杭阿芳, 田行璇, 等. 直流微电网双向Buck-Boost变换器控制模型的研究[J]. 现代制造技术与装备, 2022, 58(6): 14-17.
- [6] 赵明亮. 基于协同理论的永磁同步电机矢量控制算法研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2018.
- [7] 李晨. 双向DC-DC变换器技术的燃料电池汽车辅助动力系统[J]. 电子技术与软件工程, 2022, 224(6): 128-131.
- [8] 魏星, 黄洪全, 汤云骏, 等. 用于燃料电池汽车的双向DC-DC变换器[J]. 装备制造技术, 2016, 259(7): 155-159.
- [9] 魏星. 用于燃料电池汽车双向DC/DC变换器研究[D]. 南京: 广西大学, 2016.
- [10] 熊航, 张海朝, 秦轲, 等. 基于干扰观测器的无人固定时间位姿一体化控制方法[J]. 制造业自动化, 2023, 45(1): 149-155.
- [11] 张爱华, 苏梓楠, 刘小旭. 基于固定时间扰动观测器的四旋翼无人机轨迹跟踪控制[J]. 计算机测量与控制, 2021, 29(10): 114-122, 127.
- [12] 王军. 开关电源全桥变换器的协同控制[J]. 铁道科学与工程学报, 2015, 12(4): 936-940.
- [13] 杨亚丽, 李匡成, 孙磊, 等. 改进型协同控制算法在快速充电技术中的应用[J]. 装甲兵工程学院学报, 2011, 25(5): 44-47.

作者简介

刘庆雪(1998—), 女, 硕士研究生, 研究方向为氢燃料电池汽车能量管理系统、变流器、电机及其控制。

(收稿日期: 2023-07-12)