

# 混合动力汽车 DC/DC 辅助电源 轨迹规划及双积分滑模控制

刘斌<sup>1</sup>, 栗梅<sup>1</sup>, 贺建军<sup>1</sup>, 孙尧<sup>1</sup>, 唐青松<sup>2</sup>

(1. 中南大学 信息科学与工程学院, 湖南省 长沙市 410083;

2. 武汉力行远方电源科技有限公司, 湖北省 武汉市 430205)

## Trajectory Planning and Dual-Integral Sliding-Mode Control Strategy of DC/DC Auxiliary Power Supply for Hybrid Electric Vehicles

LIU Bin<sup>1</sup>, SU Mei<sup>1</sup>, HE Jianjun<sup>1</sup>, SUN Yao<sup>1</sup>, TANG Qingsong<sup>2</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, Hunan Province, China;

2. Wuhan Powfuture Science & Technology Co., Ltd., Wuhan 430205, Hubei Province, China)

**ABSTRACT:** To meet the application demand of low-voltage auxiliary power supply system for hybrid electric vehicles (HEV), a auxiliary power supply control strategy for vehicular DC/DC converters, which is enable to suit to the wide varying range of input voltage and can reasonably implement charging/discharging control of low-voltage battery and energy management, is proposed. On the basis of researching the demand of the three-segmental charging characteristics, various working conditions and operating modes of battery on DC/DC converter and proving the differential flatness of vehicular auxiliary power supply system, a multi-objective trajectory planning algorithm interfusing efficiency curve and current change rate with energy management is put forward. To meet the premise that the output the control system is differential flatness, i.e., the output current can track the reference current fast and accurately, a dual-integral high order and fix frequency quasi-sliding-mode control algorithm as well as its mathematical model and the design method of the controller are given. Finally, the simulation model, the engineering prototype and the experimental platform of the proposed control system are constructed. Results of simulation, experiments and engineering application show that the proposed auxiliary power supply control strategy for DC/DC converter is effective and feasible.

**KEY WORDS:** hybrid electric vehicles; differential flatness; phase shift full bridge DC/DC converter; quasi-sliding-mode control; Saber-MATLAB combined simulation

**摘要:** 针对混合动力汽车低压辅助供电系统的应用要求, 提出一种既能满足输入电压范围宽, 又能实现给低压蓄电池进行合理充放电控制和能量管理的车载 DC/DC 辅助电源控制

策略。在研究蓄电池三段式充电特性、各种工况及工作模式对 DC/DC 的要求和证明车载辅助供电系统微分平滑的基础上, 提出了融合效率曲线、电流变化率与能量管理的多目标轨迹规划算法。为满足系统输出微分平滑的前提, 即输出电流能快速准确跟踪参考电流, 提出适合电流内环的双积分高阶定频准滑模控制算法, 给出了数学模型和控制器设计方法。最后, 搭建了系统仿真模型、工程样机及实验平台。仿真与实验结果及工程应用证明了所提 DC/DC 辅助电源控制策略的有效性和可行性。

**关键词:** 混合动力汽车; 微分平滑; 移相全桥 DC/DC; 准滑模控制; Saber-MATLAB 联合仿真

**DOI:** 10.13335/j.1000-3673.pst.2014.04.015

## 0 引言

当前, 发展电动汽车已经成为提高汽车产业竞争力、保障能源安全和发展低碳经济的重要途径<sup>[1-2]</sup>。混合动力汽车(hybrid electric vehicles, HEVs)车载直直变转换器(DC/DC-converters, DC/DC)的输入端并联于超级电容, 输入电压范围宽, 输出端并联于低压蓄电池, 仅输出电流可控, 具有一维可控自由度。统计资料表明, 因充放电控制不合理导致的蓄电池提前损坏数约占蓄电池总损坏数的85%<sup>[3]</sup>。因此, 研制车载 DC/DC 辅助电源, 还需对蓄电池的充电特性进行研究, 提出合理的充放电控制策略。

国内外车载电源的研究多集中在复合电源的设计理论与控制策略, 多采用线性控制理论与方法, 如文献[4]。当应付多状态和多模式运行及承担对蓄电池进行充放电管理及维护时, 传统的线性控制方法及策略显得不足。文献[5]分析了车载电源的

基金项目: 国家自然科学基金项目(61174125, 61174132)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China(NSFC)(61174125, 61174132).

工作模式和功率分配模型,提出了基于优化模糊控制器的算法,但缺少实验与工程应用研究。文献[6]结合蓄电池三段式充电特性,设计实现了一种数字化控制的高频充电方案,但不适用于 DC/DC 与储能元件联合供电的场合。在复合能源系统<sup>[7]</sup>中,机器人控制领域广泛应用的基于微分平滑性质轨迹规划算法<sup>[8]</sup>被学者引入,文献[9-10]采用微分平滑理论,规划储能元件的能量轨迹,以达到协调各能源单元功率分配的目的。文献[11-12]采用滑模变结构控制策略,提高了 DC/DC 电源的鲁棒性和瞬态特性,但同时面临着控制频率不固定和由于器件非线性易引入稳态误差等难点<sup>[13-15]</sup>。因此,在电力电子变换器的控制中采用定频准滑模控制(quasi-sliding mode control, Q-SMC)律和提高滑模面的阶数成为研究热点<sup>[16-17]</sup>。

本文针对混合动力汽车低压辅助供电系统的应用要求和特点,将轨迹规划算法应用于实现 DC/DC 辅助电源能量管理和充放电控制的外环控制,提出一种采用准滑模控制律并引入双积分控制的高阶滑模控制策略用于其电流内环的控制。理论仿真、实验及实际的装车运行工程应用证明本文所提的控制策略能适应混合动力汽车的应用,满足各种工况要求。

## 1 辅助直直变换系统及运行控制

### 1.1 辅助电源系统结构及功能

图 1 所示为加装超级电容的混合动力电动汽车低压辅助供电系统的示意图。DC/DC 变换器的输入端并联于超级电容,其输入电压就是高压直流母线电压。汽车运行过程中会出现不同的工况,高压直流母线电压  $U_{sc}$  是波动的,其变化范围为 250~720 V。当电机处于驱动工况时,超级电容电压降低;汽车制动工况时,制动能量回馈至超级电容,电容电压升高。DC/DC 输出连接车内的低压负载及低压蓄电池,输出电压为  $U_o$ 。当蓄电池储存电量不足时,DC/DC 的输出一方面给低压蓄电池组充电,另一方面给车内的低压用电器供电;当蓄电池电量充足

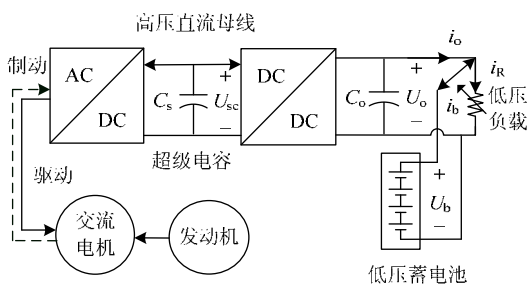


图 1 混合动力汽车辅助供电系统  
Fig. 1 Auxiliary power unit in HEVs

时,蓄电池与 DC/DC 联合向车内低压负载供电,  $R$  和  $i_R$  分别为低压负载与负载电流。

本文采用典型三段式蓄电池充电特性,采用“先恒流后恒压型”的充电模式。检测到蓄电池的端电压低于 DC/DC 输出参考电压值前,为恒流充电模式;在蓄电池的端电压高于参考值后,进入恒压充电模式,充电电流随蓄电池的端电压升高而逐渐减小,直至达到电池的阈值电压。此后为浮充模式,DC/DC 的输出电流为浮充电流与负载电流之和。浮充电流仅抵消蓄电池的自放电,所以长时间充电对电池是无害的,既可维持蓄电池的充满状态,又能延长保护蓄电池的使用寿命。

### 1.2 轨迹规划能量管理与充放电控制

由于储能元件的存在,低压辅助供电系统功率输出具有平滑的特性,可基于微分平滑理论采用轨迹规划算法进行充放电控制及能量管理。根据微分平滑控制理论<sup>[18]</sup>,对于系统:

$$\dot{x} = f(x, u), x \in \mathbf{R}^n, u \in \mathbf{R}^m \quad (1)$$

式中:  $x$  为系统状态变量;  $y$  为系统输出;  $u$  为控制变量;  $(n, m) \in \mathbf{N}$ 。存在:

$$y = \phi(x, u, \dot{u}, \ddot{u}, \dots, u^{(\alpha)}), y \in \mathbf{R}^m \quad (2)$$

使得所有的状态变量与控制变量都能用  $y$  表示(其中  $\alpha$  表示状态变量的有限次微分):

$$x = \phi(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \quad (3)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}, \ddot{y}, \dots, y^{(\beta)}) \quad (4)$$

则这个系统就是微分平滑的(其中  $\beta$  表示输出变量的有限次微分),而  $y$  即该系统的平滑输出。在简化控制模型中,忽略车载 DC/DC 变换器电感中的能量,设输出滤波电容  $C_o$  的能量为  $y = C_o U_o^2 / 2$ , 状态变量  $x$  为 DC/DC 输出电压  $U_o$ , 控制变量  $u$  为负载电流  $i_R$ , 即 DC/DC 输出电流  $i_o$  与蓄电池电流  $i_b$  之和, 易得:

$$x = \phi(y) = \sqrt{2y / C_o} \quad (5)$$

$$u = \psi(y, \dot{y}) = \dot{y} / \sqrt{2y / C_o} + i_b \quad (6)$$

显然,状态变量和控制变量都可以用  $y$  以及  $y$  的有限次微分表示,系统是微分平滑的。基于微分平滑特性的轨迹规划算法能在有限的时间内,对能量平滑输出控制达到各平衡工作点平滑过渡的目标。轨迹优化规划也会受到系统实际物理条件,如输入输出状态及边界条件的约束与约束<sup>[19]</sup>。设 DC/DC 工作轨迹的初始位置为  $x(0) = U_{bo}$ ,  $u(0) = 0$ ; 终点位置为  $x(f) = U_{bt}$ ,  $u(f) = I_{btr}$ , 或  $x(f) = U_{bt}$ ,  $u(f) = I_{btr} + I_{R1}$ ,  $I_{btr}$  为涓流电流,  $I_{R1}$  为联合供电时蓄电池给负载提供的电流。优化目标:

$$J = \varphi_0(x_0, u_0, t_0) + \int_{t_0}^{t_f} L(x, u, t) dt + \varphi_f(x_f, u_f, t_f) \quad (7)$$

式中下标 0 与 f 分别表示初始和终点位置。约束条件：

$$\begin{cases} 0 < u < I_{\text{omax}} + I_{\text{bmax}} \\ U_{\text{b0}} < x < U_{\text{ref}} \end{cases} \quad (8)$$

式中： $I_{\text{bmax}}$  为蓄电池能提供的最大短时电流； $U_{\text{ref}}$  为输出电压参考指令。为避免启动对系统与蓄电池的冲击，减小电流变化率，取得较高工作效率和快速的能量响应，获得最优的轨迹，设计目标函数：

$$J = \lambda_1 E(P_{\text{loss}}) + \lambda_2 E\left(\frac{di_L}{dt}\right) \quad (9)$$

式中： $\lambda_1 + \lambda_2 = 1$ ； $E(P_{\text{loss}})$  为 DC/DC 变换器功率损耗期望； $i_L$  为 DC/DC 变换器总的电感电流； $E(di_L/dt)$  为电流变化率期望。

欲使输出能量  $y$  跟踪参考轨迹  $y_{\text{ref}}$ ，输出电流能快速跟踪电流指令  $i_{\text{ref}}$ 。因此，以调节输出直流母线功率  $\dot{y}_{\text{Bus}}$  为目标，设计反馈控制律如图 2 所示。以上反馈控制律可以简化为

$$i_{\text{ref}} = (\dot{y}_{\text{ref}} - \dot{y}) + k_1(y_{\text{ref}} - y) + k_2 \int (y_{\text{ref}} - y) dt \quad (10)$$

式中： $y_{\text{ref}} = C_o U_{\text{ref}}^2 / 2$ ； $y = C_o U_o^2 / 2$ ；式中的反馈控制律可以看作偏差为  $\Delta y = C_o(U_{\text{ref}}^2 - U_o^2) / 2$  的 PID 控制器， $k_1$ 、 $k_2$  为 PID 参数，可由解黎卡提方程所得。

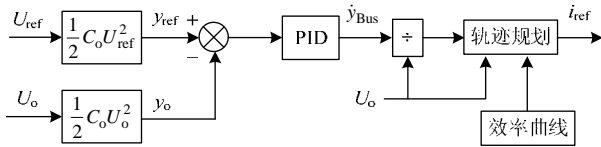


图 2 输出母线能量控制律

Fig. 2 Control law of the DC-bus energy regulation

图 3 所示为 DC/DC 变换器输出电流与电压的规划轨迹。混合动力汽车启动时，蓄电池给启动马达供电，启动发动机，待高压直流母线电压建立后，DC/DC 开始工作。DC/DC 初始工作状态为软启动，电流斜坡上升至最大为  $I_{\text{omax}}$  的恒流充电电流，进入恒流充电阶段。软启动完成后可取  $\lambda_1 = 1$ ， $\lambda_2 = 0$ ，随着电压上升，根据效率曲线，指令电流  $i_{\text{ref}}$  由  $I_{\text{omax}}$  需逐渐下降，当电压上升至转换电压  $U_{\text{bt}}$  时，进入浮充充电阶段。此时，若低压负载被切除，DC/DC

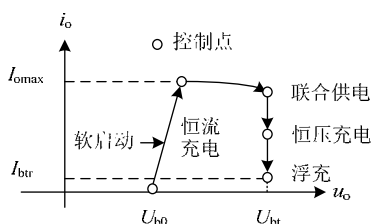


图 3 平滑轨迹规划

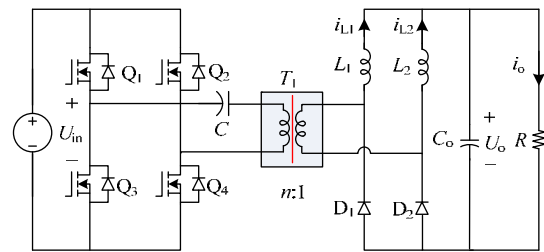
Fig. 3 Flat trajectory planning

仅提供蓄电池维持自身放电的涓流电流  $I_{\text{btr}}$ ，或者，蓄电池和 DC/DC 联合向低压负载供电。

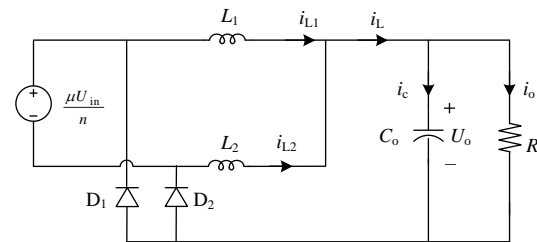
## 2 非直接型双积分准滑模控制

### 2.1 倍流整流全桥 DC/DC 平均模型

系统输出微分平滑，是基于输出电流能快速和准确跟踪参考电流变化的假设。为获得良好的跟踪效果和控制性能，本文在电流内环的设计中，采用高阶滑模控制策略。车载移相全桥 (phase shift full bridge, PSFB) DC/DC 的拓扑结构如图 4(a) 所示。图中： $U_{\text{in}}$  为直流输入电压；开关管  $Q_1$ — $Q_4$  构成全桥电路； $C$  为隔直电容； $T_1$  为高频平板变压器，变比为  $n:1$ 。为适应低压大电流的应用场合，副边为倍流整流电路，由二极管  $D_1$ 、 $D_2$  及电感  $L_1$ 、 $L_2$  构成。 $i_{L1}$ 、 $i_{L2}$  分别为流经电感  $L_1$  与  $L_2$  的电流， $i_c$  为流经滤波电容  $C_o$  的电流。



(a) 车载全桥 DC/DC 拓扑结构



(b) 主电路等效模型

图 4 车载 DC/DC 全桥变换器拓扑及等效电路

Fig. 4 Full bridge DC/DC converter in HEVs and its equivalent circuit

副边的倍流整流电路可以等效为互补交错控制的 buck 电路，主电路等效模型如图 4(b) 所示，图中  $i_L$  为 2 电感电流之和， $\mu$  表示符号变量。工作模式中，当  $Q_1$ 、 $Q_4$  导通时， $\mu = 1$ ； $Q_2$ 、 $Q_3$  导通时， $\mu = -1$ 。且为了保证脉冲变压器的磁平衡，防止磁饱和， $Q_1$ 、 $Q_4$  同时导通与  $Q_2$ 、 $Q_3$  同时导通的时间需严格对称相等。令在一个周期内， $Q_1$ 、 $Q_4$  同时导通的占空比为  $d$ ，则有  $d < 0.5$ 。根据基尔霍夫定理，得到图 4 的微分方程：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = d\left(\frac{U_{\text{in}}}{n} - U_o\right) + \left(\frac{1}{2} - d\right)(-U_o) \quad (11)$$

$$C_o \frac{dU_o}{dt} = i_L - i_o \quad (12)$$

理想情况下,建立平均模型,假设  $i_{L1}=i_{L2}=i_L/2$ ,  $L_1=L_2=L$ , 设  $u=2d$  为等效控制占空比, 则有

$$L \frac{di_L}{dt} = u \left( \frac{U_{in}}{n} - U_o \right) - (1-u)U_o = \left( \frac{uU_{in}}{n} - U_o \right) \quad (13)$$

由式(11)可知,移相全桥 DC/DC, 在副边为倍流整流电路时,其平均模型与 buck 电路的平均模型完全相同,可以沿用 buck 变换器的相关控制策略。

### 2.2 双积分高阶滑模切换面选取

在建立倍流整流全桥 DC/DC 平均模型基础上,若以指令电流与实际电感电流误差  $i_{ref}-i_L$  为状态变量,可建立状态变量方程:

$$\begin{cases} x_1 = i_{ref} - i_L \\ x_2 = \dot{x}_1 \\ x_3 = \int (i_{ref} - i_L) dt = \int x_1 dt \\ x_4 = \int \left( \int (i_{ref} - i_L) dt \right) dt \end{cases} \quad (14)$$

设计滑模切换超平面方程为

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 + \alpha_4 x_4 = 0 \quad (15)$$

上式中,引入  $x_2$  可改善动态响应,而引入  $x_4$  构造滑模面函数增加了控制器阶数。当引入电流误差双积分时,滑模面具有与采用全状态变量控制相同的阶数,在减少系统所需传感器的同时,可获得与全状态变量控制相当的控制性能。系统动态模型为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{d(i_{ref} - i_L)}{dt} = \frac{1}{L} (U_o - \frac{uU_{in}}{n}) \\ \dot{x}_2 = \ddot{x}_1 \\ \dot{x}_3 = x_1 \\ \dot{x}_4 = \int x_1 dt \end{cases} \quad (16)$$

选取等效控制方程

$$\dot{S} = \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 + \alpha_4 \dot{x}_4 = 0 \quad (17)$$

将式(12)代入解方程式(17)得等效控制量  $u_{eq}$ :

$$u_{eq} = \frac{Ln}{\alpha_1 U_{in}} \left[ \left( \frac{\alpha_1}{L} - \alpha_4 C_o \right) U_o + \left( \frac{\alpha_2}{L} - \alpha_3 C_o \right) \frac{dU_o}{dt} + \alpha_3 (i_{ref} - i_o) + \alpha_4 \int (i_{ref} - i_o) dt \right] \quad (18)$$

数字化实现过程中,式中  $dU_o/dt$  可由以下差分方程近似得到:

$$\frac{dU_o}{dt} = \frac{U_o(k) - U_o(k-1)}{T_c} \quad (19)$$

其中:  $T_c$  为固定采样和控制周期;  $k$  为采样时刻。由式(18)可见,等效控制量  $u_{eq}$  和系统的状态相关,同时具有反馈控制特性。

### 2.3 定频准滑模控制律及控制器设计

基于等效控制的滑模系统处于  $S=0, \dot{S}=0$  模式时不做切换,此时控制量  $u=u_{eq}$ , 当对控制量  $u$  变

化时,  $S$  则被迫跟随参考滑模面,属于非直接型控制<sup>[20]</sup>。定频 PWM 滑模控制器采用基于等效控制的准滑模控制律,其开关函数为

$$u = u_{eq} + u_v = u_{eq} + u^* \text{sat}[S(t), \Delta]$$

$$\text{sat}[S(t), \Delta] = \begin{cases} 1, & S(t) \geq \Delta \\ \gamma S(t), & |S(t)| < \Delta; \gamma = 1/\Delta; u^* > 0 \\ -1, & S(t) \leq -\Delta \end{cases} \quad (20)$$

式中:  $u_{eq}$  和  $u_v$  分别为等效控制量和切换控制量;  $\Delta$  为滑模变结构控制的边界宽度。根据等效滑模控制的相关理论  $\mu$  为实现 PWM 控制数字化占空比。

至此,得到移相全桥的准滑模控制框图如图 5 所示。

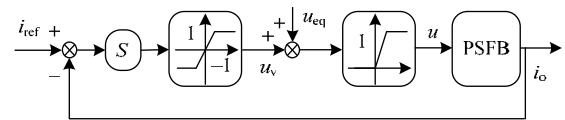


图 5 移相全桥准滑模控制框图

Fig. 5 Phase-shift full bridge Q-SMC structure diagram

为确保准滑动模态存在,必须保证准滑模存在条件成立。根据李雅普诺夫方程第 2 类方法,存在性条件为

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \dot{S} < 0 \quad (21)$$

联立式(17)(21),该准滑动模态的存在条件和能达条件为

$$\dot{S} = \begin{cases} \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 + \alpha_4 \dot{x}_4 < 0, & 0 < S < \Delta \\ \alpha_1 \dot{x}_1 + \alpha_2 \dot{x}_2 + \alpha_3 \dot{x}_3 + \alpha_4 \dot{x}_4 > 0, & -\Delta < S < 0 \end{cases} \quad (22)$$

即

$$\begin{cases} \frac{\alpha_1}{L} (U_o - \frac{uU_{in}}{n}) + \frac{\alpha_2}{L} \frac{dU_o}{dt} + \alpha_3 (i_{ref} - i_o) + \alpha_4 \int (i_{ref} - i_o) dt < 0 \\ \frac{\alpha_1}{L} U_o + \frac{\alpha_2}{L} \frac{dU_o}{dt} + \alpha_3 (i_{ref} - i_o) + \alpha_4 \int (i_{ref} - i_o) dt > 0 \end{cases} \quad (23)$$

为保证准滑动模态的可达性,等效控制  $u_{eq}$  须满足不等式  $0 < u_{eq} < 1$ , 取  $\alpha_1 > 0$  联立式(18)得到

$$0 < \left( \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \frac{1}{L} - \frac{\alpha_3}{\alpha_1} C_o \right) \frac{dU_o}{dt} + \left( \frac{1}{L} - \frac{\alpha_4 C_o}{\alpha_1} \right) U_o + \frac{\alpha_3}{\alpha_1} (i_{ref} - i_o) + \frac{\alpha_4}{\alpha_1} \int (i_{ref} - i_o) dt < \frac{U_{in}}{Ln} \quad (24)$$

将式(15)拉普拉斯变换得到

$$\alpha_1 X_1(s) + \alpha_2 s X_1(s) + \alpha_3 \frac{X_1(s)}{s} + \alpha_4 \frac{X_1(s)}{s^2} = 0 \quad (25)$$

$$\Rightarrow s^3 + \frac{\alpha_1}{\alpha_2} s^2 + \frac{\alpha_3}{\alpha_2} s + \frac{\alpha_4}{\alpha_2} = 0 \quad (26)$$

由 Routh-Hurwitz 判据,选取  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4 > 0$ ,  $\alpha_1 \alpha_3 > \alpha_2 \alpha_4$ , 使系统稳定。

### 3 仿真与实验

#### 3.1 仿真研究

结合 Saber 软件具有精准的物理守恒模型的优势与 Matlab/Simulink 具有强大控制系统仿真能力的特点,对车载 DC/DC 电源进行 Saber-MATLAB 联合仿真。系统参数为:输入电压  $U_{in}=375\text{ V}$ , 滤波电感  $L_1=L_2=10\text{ }\mu\text{H}$ , 滤波电容  $C_0=2\text{ mF}$ , 变压器变比  $n:1=9:2$ , 开关频率为  $100\text{ kHz}$ 。输出电压参考值  $U_{ref}=27\text{ V}$ , 负载  $R$  在初始为  $0.75\text{ }\Omega$ , 稳定时负载电流为  $36\text{ A}$ ,  $0.1\text{ s}$  时刻负载突切至  $0.375\text{ }\Omega$ , 稳定后负载电流为  $72\text{ A}$ ,  $0.2\text{ s}$  时刻又突投回  $0.75\text{ }\Omega$ , 采用软启动控制模式。参照式(12)(26)得到频域内电流内环的控制框图,见图 6(a)。综合以上参数,取  $\alpha_1=64$ ,  $\alpha_2=0.05$ ,  $\alpha_3=0.007$ ,  $\alpha_4=0.0003$ , 得到开环传递函数的波特图,见图 6(b),截止频率为  $2.03\text{ kHz}$ , 相角裕度  $89.2^\circ$ , 并满足 2.3 节所阐述的存在,能达及稳定性条件。

图 7 的仿真结果显示,利用所提控制策略能很好地对 DC/DC 电源进行控制,与采用 PI 控制相比,具有较好的静、动态性能,对负载突投与突切的阶跃响应能在  $2\text{ ms}$  内快速响应。

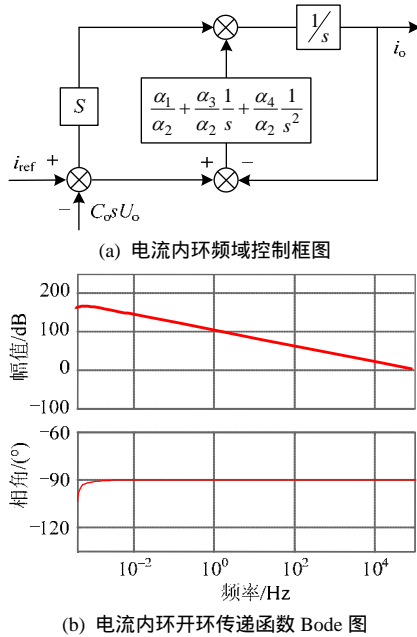


图 6 电流内环控制框图及 Bode 图

Fig. 6 Current loop block diagram and its bode plot

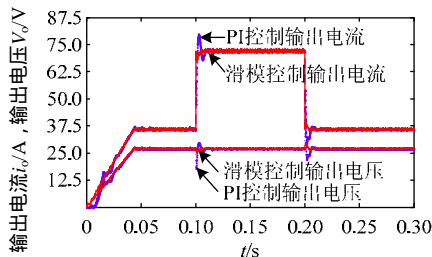


图 7 仿真结果波形

Fig. 7 Waveform of simulation result

#### 3.2 实验结果

本文研制了  $3\text{ kW}$  移相全桥车载 DC/DC 电源样机,并已安装于南车时代电动汽车股份有限公司串联型混合动力电动大巴汽车,获得了工程应用,如图 8 所示。为了保证样机的效率,在原边的全桥电路中采用 CREE 公司最新的 SiC 材料的  $1200\text{ V}/20\text{ A}$  的 Mosfet, 型号为 CMF20120D。副边的整流二极管则采用快恢复二极管 DSEP2x101-04A。车内低压供电系统采用 2 节  $12\text{ V}/200\text{ Ah}$  的铅酸蓄电池串联构成  $24\text{ V}/200\text{ Ah}$  低压蓄电池组。车载 DC/DC 电源参数如表 1 所示。



图 8 低压供电装置实物图

Fig. 8 Local equipment of the low voltage power system

表 1 车载 DC/DC 电源参数

Tab. 1 Parameters of DC/DC Power Supply

输入电压范围/V	输出电压/V	最大输出电流/A	额定功率/kW
250~720	27±0.5	110	3

图 9 为车载 DC/DC 变换器静态实验波形,输出电压电流波形分别为  $u_o$  与  $i_o$ ,  $u_T$  为变压器原边电压波形。静态实验数据为:输入电压为  $400\text{ V}$ , 输出电压  $27\text{ V}$ , 输出电流  $90\text{ A}$ , 控制频率为  $100\text{ kHz}$ 。

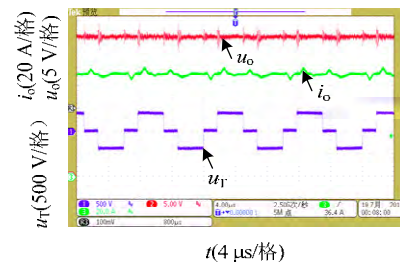


图 9 静态实验波形

Fig. 9 Waveform of steady state experiment

图 10 为在跟踪图 3 所示轨迹规划下,输出电压电流与变压器原边电压波形,融合了蓄电池的三段式充电特性,实验波形明确体现了软启动、恒流充

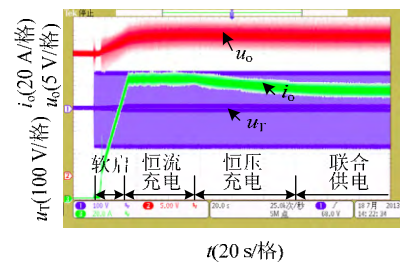


图 10 轨迹规划算法实验波形

Fig. 10 Waveform of trajectory planning experiment

电、恒压充电、联合供电等蓄电池状态。蓄电池组起始状态电压为 23.8 V，软启动后，DC/DC 输出电流增至 110 A，蓄电池组进入恒流充电模式。随着电压上升，轨迹规划出合适的电流值，输出电流开始下降，接着进入恒压充电模式。最后，输出电流降至与蓄电池联合向负载供电和浮充所需电流之和。

图 11 为输入电压变化时的实验波形。为模拟电动汽车运行过程中高压直流母线的电压(超级电容电压)波动，实验中采用可编程控直流电源(型号为 Chorma 62150H-600S/1000S)进行模拟。输入电压在 1 s 内由 550 V 斜坡下降至 300 V，然后又在 1 s 内斜坡上升至 550 V。由于车载系统中并联于高压直流母线上的 11F 超级电容的存在，此电压变化的速率比实际工况的电压变化率要大得多。实验波形证明，DC/DC 变换器在输入电压快速变化的情况下，能快速调节其输出电压与电流，体现了系统较强的鲁棒性。

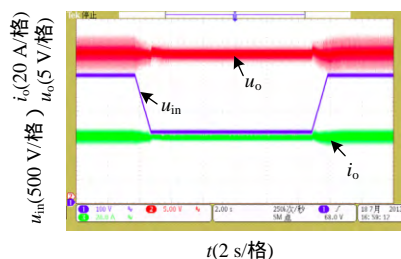
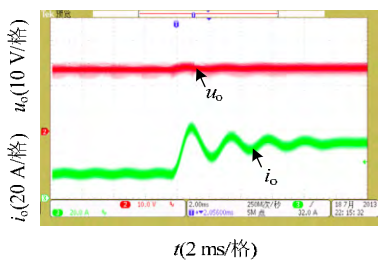


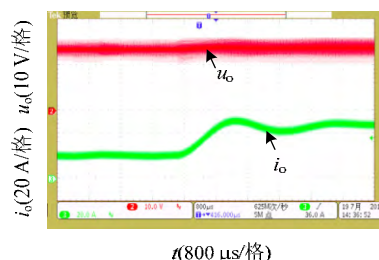
图 11 输入电压变化实验波形

Fig. 11 Waveform of input voltage vary experiment

在图 12 所示的动态性能对比实验中，输出电流参考值由 20 A 阶跃变化至 50 A。对比实验波形可以看出，采用高阶滑模控制时，电流在 2.5 ms 内迅速跟踪阶跃响应，而采用传统 PI 控制时，则需要



(a) PI 控制实验



(b) 滑模控制实验

图 12 动态实验波形

Fig. 12 Waveform of dynamic experiment

约 12 ms。此外，稳态误差和超调都比 PI 控制有较大改善。

## 4 结论

1) 本文证明了串联型的混合动力汽车的低压辅助供电系统具有微分平滑特性，设计了多目标函数，获得充电控制及能量管理的最优轨迹。

2) 等效于双重 buck 电路，建立了倍流整流电路全桥 DC/DC 平均模型，提出了电流双积分高阶滑模内环控制方法，采用劳斯判据推导的稳定性条件，可指导滑模控制器的设计。对比仿真及实验证明，高阶滑模控制减小了稳态误差，改善了系统瞬态响应及鲁棒性。

3) 采用新型 SiC 电力电子器件制造样机，最大效率可达 94%。轨迹规划优化算法在减小电流变化率的同时，尽量让 DC/DC 运行于效率曲线的高点，保证了系统应用的高效性。

4) 将轨迹规划与双积分高阶滑模控制策略引入混合动力汽车 DC/DC 辅助电源控制，可对多能源系统在多工作模式下进行合理的功率分配，还可为滑模控制在电力电子变换器中的运用提供参考。

## 参考文献

- [1] 宋永华, 胡泽春, 阳岳希. 电动汽车电池的现状与发展趋势[J]. 电网技术, 2011, 35(4): 1-7.  
Song Yonghua, Hu Zechun, Yang Yuexi. Present status and development trend of batteries for electric vehicles[J]. Power System Technology, 2011, 35(4): 1-7(in Chinese).
- [2] 高赐威, 张亮. 电动汽车充电对电网影响的综述[J]. 电网技术, 2011, 35(2): 127-131.  
Gao Ciwei, Zhang Liang. A survey of influence of electric vehicle charging on power grid[J]. Power System Technology, 2011, 35(2): 127-131(in Chinese).
- [3] 杨宏, 王鹤, 王雪冬, 等. 可再生能源发电系统中 VRLA 蓄电池的过充电保护与温度补偿特性的研究[J]. 太阳能学报, 2001, 22(2): 223-225.  
Yang Hong, Wang He, Wang Xuedong, et al. Study on overcharging protection and temperature compensation of VRLA battery in renewable energy system[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2001, 22(2): 223-225(in Chinese).
- [4] 于远彬. 车载复合电源设计理论与控制策略研究[D]. 吉林: 吉林大学, 2008.
- [5] 汪江卫. HEV 车载复合电源系统的控制策略优化研究[D]. 武汉: 武汉理工大学, 2011.
- [6] Chandrasekar V, Joseph S C, Chacko R V, et al. Design and implementation of a digital automatic high frequency battery charger for HEV application[C]/2012 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC). Greenville, SC: IEEE, 2012: 1-6.
- [7] 刘志文, 夏文波, 刘明波. 基于复合储能的微电网运行模式平滑切换控制[J]. 电网技术, 2013, 37(4): 906-913.  
Liu Zhiwen, Xia Wenbo, Liu Mingbo. Control method and strategy for smooth switching of microgrid operation modes based on complex

- energy storage[J]. Power System Technology, 2013, 37(4): 906-913(in Chinese).
- [8] Guan Xiaoqing, Wang Jidong. Trajectory planning theory and method of industrial robot[C]//Computer Research and Development (ICCRD). Shanghai, China: IEEE, 2011: 340-343.
- [9] Thounthong P, Pierfederici S, Davat B. Analysis of differential flatness-based control for a fuel cell hybrid power source[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2010, 25(3): 909-920.
- [10] Payman A, Pierfederici S, Meibody-Tabar F. Energy control of supercapacitor/fuel cell hybrid power source[J]. Energy Conversion and Management, 2008, 49(6): 1637-1644.
- [11] 倪雨, 许建平. 准滑模控制 DC-DC 变换器分析[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 1-6.  
Ni Yu, Xu Jianping. Study of quasi-sliding-mode control switching DC-DC converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 1-6(in Chinese).
- [12] 付丽, 杨旭, 卓放, 等. 基于滑模变结构控制的数字化全桥移相软开关电源[J]. 电工电能新技术, 2003, 22(4): 32-35.  
Fu Chongli, Yang Xu, Zhuo Fang, et al. Digital control based on sliding mode for full bridge ZVS PWM switching power supply[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2003, 22(4): 32-35(in Chinese).
- [13] 黄凯征, 汪万伟, 王旭. 基于滑模控制的 PWM 整流器建模与仿真[J]. 电网技术, 2009, 33(8): 18-23.  
Huang Kaizheng, Wang Wanwei, Wang Xu. Modeling and simulation of PWM rectifier based on sliding-mode control[J]. Power System Technology, 2009, 33(8): 18-23(in Chinese).
- [14] 邹德虎, 王宝华. SVC 与发电机励磁的逆推 Terminal 滑模协调控制[J]. 电网技术, 2011, 35(4): 108-111.  
Zou Dehu, Wang Baohua. Backstepping terminal sliding mode coordinated control for SVC and generator excitation[J]. Power System Technology, 2011, 35(4): 108-111(in Chinese).
- [15] 马静, 郭锐, 王玉慧, 等. 基于积分滑模控制的广域阻尼鲁棒控制策略[J]. 电网技术, 2013, 37(2): 362-366.  
Ma Jing, Guo Rui, Wang Yuhui, et al. Wide-area damping robust control strategy based on integral sliding mode control[J]. Power System Technology, 2013, 37(2): 362-366(in Chinese).
- [16] 李生民, 何欢欢, 张玉坤, 等. 基于滑模变结构的双馈风力发电机直接功率控制策略研究[J]. 电网技术, 2013, 37(7): 2006-2010.  
Li Shengmin, He Huanhuan, Zhang Yukun, et al. A sliding mode variable structure-based direct power control strategy for doubly fed induction generator[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 2006-2010(in Chinese).
- [17] 郑雪梅, 郭玲, 徐殿国, 等. 双馈感应发电机空载并网的高阶滑模控制策略[J]. 电力系统自动化, 2012, 36(7): 12-16.  
Zheng Xuemei, Guo Ling, Xu Dianguo, et al. High-order sliding mode control for no-load cutting-in of DFIG wind turbines[J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(7): 12-16(in Chinese).
- [18] Gensior A, Woywode O, Rudolph J, et al. On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems: Regular Papers, 2006, 53(9): 2000-2010.
- [19] Zandi M, Payman A, Martin J P, et al. Flatness based control of a hybrid power source with fuel cell/supercapacitor/battery[C]//Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Atlanta, GA, USA: IEEE, 2010: 1629-1634.
- [20] Siew-Chong Tan, Yuk-Ming Lai, Chi Kong Tse. Sliding mode control of switching power converters: techniques and implementation[M]. USA: CRC Press, 2012: 244-245.



刘斌

收稿日期: 2013-10-14。

作者简介:

粟梅(1967), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统自动化、电力电子与电力传动, E-mail: sumeicsu@yahoo.com.cn;

刘斌(1982), 男, 博士研究生, 工程师, 研究方向为电力电子与变流技术, E-mail: bing.liu@csu.edu.cn;

贺建军(1966), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为复杂过程建模与优化控制, 复杂机电系统耦合与解耦控制。

(责任编辑 李兰欣)