

适用于混合动力汽车的 DC/DC 变换器低损耗控制方法

A Low-Loss Modulation Strategy for DC/DC Converters Used in HEVs

胡晓清, 尚修香
空军勤务学院 (江苏, 徐州, 21000)
Hu Xiaqing, Shang Xiuxiang
Air Force Service College, (Xuzhou, 221000)

摘要: 提出了一种双向级联升降压变换器的低损耗、恒频、零电压开关的控制方法, 可应用于混合动力汽车中。通过和传统控制方法对比, 讨论了其优点和软开关解决方案。在这种控制方法下, 每个脉冲周期的开始和结束时, 产生一个负向的偏置电流, 使开关器件导通, 这样 MOSFET 开关管就可在反向并联二极管导通时开通。由于这种控制方法是纯软件解决方案, 与传统控制方法相比, 更具有成本优势。该模型的工作理论和软开关的工作过程, 通过变换器样机进行了实验验证。

关键词: 零点压开关 双向级联 混合动力汽车 直流变换器

Abstract: A low-loss, constant-frequency, zero-voltage-switching (ZVS) modulation strategy for bi-directional cascaded, buck-boost DC/DC converters, used in a hybrid electrical vehicle (HEV), is presented and its benefits over state-of-the-art converters and soft-switching solutions are discussed in a comparative evaluation. With the purposed modulation strategy, the switches are gated in a way that the inductor current has a negative offset current at the beginning and the end of each pulse period. This allows the MOSFET switches to turn on when the anti-parallel body diode is conducting. As the novel modulation strategy is a software-only solution, there are no additional expenses for active or passive components compared to conventional modulation implementations. Experimental measurements performed with a converter prototype verify the mode of operation and the ZVS principle.

Keywords: ZVS, Bi-directional cascaded, HEV, DC/DC Converter

[中图分类号] TN86 [文献标识码] A 文章编号: 1561-0349 (2015) 06-0025-05

1 引言

混合动力汽车的传动系统包括能量存储组件 (例如蓄电池), 一般通过 DC/DC 变换器与直流母线相连, 给主变频器提供能量。为反馈制动能量, 必须实现能量的双向流动。由于单体电池数量变化和电池本身特性的影响, 电池电压范围有可能和直流母线电压范围发生重叠, 这种情况下, DC/DC 变换器必须同时具有降压和升压工作模式。

目前, 普遍使用的变换器拓扑是硬开关级联式升降压变换器^{[1][2]}。但传统硬开关拓扑中与功率开关管反向并联二极管的反向恢复特性, 使得二极管的开关导通损耗非常大, 导致变换器整体效率偏低。

为减小损耗, 可在原来硬开关拓扑的基础上采用一种纯

软件解决方案, 不需要任何额外的组件, 就可以在保持低组件数量和低电路复杂度的条件下提高工作效率。

本文讨论了级联升降压变换器软开关的工作原理, 研究了低损耗控制方法、零电压开关的工作要求和一种优化了的开关策略。分析结论包括: 采用传统硬开关策略和采用软开关策略的升降压变换器效率的对比, 并给出了变换器体积优化后的结果。最后, 通过实验对文中的工作方法进行了验证。

2 低损耗控制方案

2.1 工作原理

如图 1 所示, 为工作在连续导通模式下的级联式升降压变换器电路图。在传统的 PWM 控制方式中, 两个半桥臂中只

有一个进行开关,另一个保持不变。相反,在新的控制方法中,4个开关($S_1 \sim S_4$)在每个脉冲周期 T_p 中只导通和关断一次。当反向并联二极管导通时,所对应的开关管零电压导通。负序电感偏置电流 $-I_0$ 可以实现导通,如图2。根据开关状态,将一个脉冲周期分为4个阶段,如图2和图3所示。

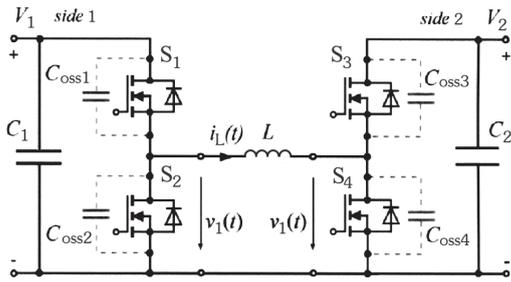


图1 级联式双向升降压变换器拓扑

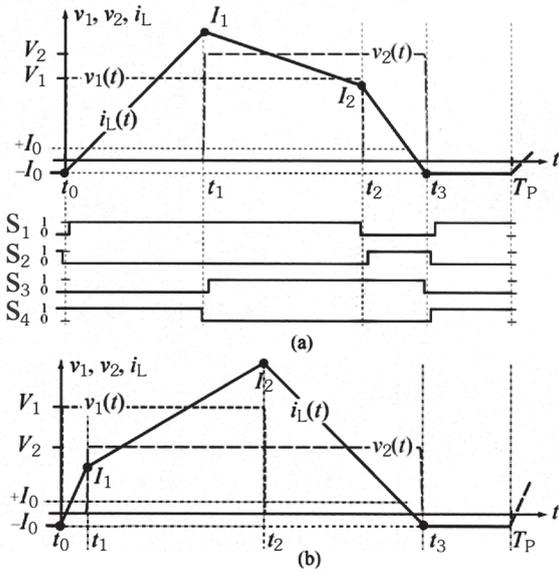


图2 不同阶段的开关控制信号情况以及 (a) 升压变换器 ($V_2 > V_1$) 电感电流 i_L ; (b) 降压变换器 ($V_2 < V_1$) 电感电流 i_L

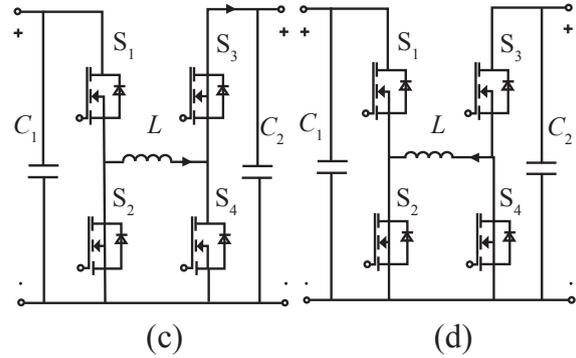
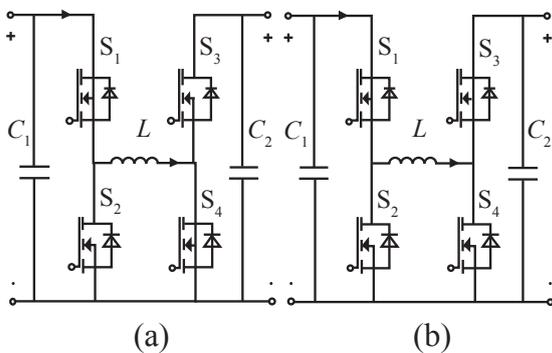


图3 电感电流在不同时段的流向 (a) $t_0 \leq t < t_1$ 时段; (b) $t_1 \leq t < t_2$ 时段; (c) $t_2 \leq t < t_3$ 时段; (d) $t_3 \leq t < t_4$ 时段

在 $t_0 \leq t < t_1$ 时段刚开始时,开关管 S_2 导通,其并联的寄生漏源电容 C_{oss2} 两端电压为零,保证了 S_2 的零电压关断。负序电感电流 $i_L(t)$ 在 S_2 关断后,分别对 C_{oss2} 充电和 C_{oss1} 放电,当 C_{oss1} 电压为零时, S_1 的体二极管导通,接续电流 $i_L(t)$,当 $i_L(t)$ 变为零又重新变正时, S_1 零电压导通,如图3(a)所示。由于电感电压 $v_L(t)=V_1$ 作用,在此区间内电感电流上升。

在 t_1 时刻,由于 S_4 导通,可以在零电压条件下关断, $i_L(t)$ 给 C_{oss4} 充电,同时给 C_{oss3} 放电,同上, S_3 能够实现零电压导通。电感电压 $v_L(t)=V_1-V_2$,在区间 $t_1 \leq t < t_2$ 内, $i_L(t)$ 既可升高(降压模式)、也可降低(升压模式),取决于 V_1 和 V_2 的大小,如图3(b)所示。

在 $t=t_2$ 时刻 (S_1 关断, S_2 导通) 和 $t=t_3$ 时刻 (S_3 关断, S_4 导通),零电压开关法则依然起作用,工作原理同上。

在 $t_3 \leq t < T_p$ 时段,开关管 S_2 、 S_4 导通而开关管 S_1 、 S_3 关断,电流 $i_L(t)$ 的流向如图3(d)所示。这样,能够保持开关频率恒定,并为下个脉冲周期的零电压开关提供负序偏置电流,其过程见 $t_0 \leq t < t_1$ 时段。

2.2 开关时间计算

如图2所示,设 V_1 和 V_2 为定值,忽略电感和开关管的电阻,微分方程为:

$$v_L(t) = v_1(t) - v_2(t) = L \cdot \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (1)$$

由图2可知,式(1)写为:

$$t_1 - t_0 = L \cdot \frac{I_0 + I_1}{V_1} \quad (2)$$

$$t_2 - t_1 = L \cdot \frac{I_2 - I_1}{V_1 - V_2} \quad (3)$$

$$t_3 - t_2 = L \cdot \frac{I_0 + I_2}{V_2} \quad (4)$$

变换器左侧和右侧之间传递的平均功率 P_r 为:

$$P_r = \frac{1}{T_p} \int_{t_0}^{T_p} v_1(t) \cdot i_L(t) dt \quad (5)$$

令 $t_0=0$ ，则式 (5) 可解得：

$$P_{tr} = \frac{V_1}{T_p} \cdot \int_0^{t_2} i_L(t) dt = \frac{V_1}{2T_p} [(I_1 + I_2) \cdot t_2 - (I_0 + I_2) \cdot t_1] \quad (6)$$

联立式 (2) ~ 式 (4) 与式 (6)，可解得在工作点 (V_1, V_2, P_{tr}) 和给定时刻 t_3 条件下的 t_1, t_2 ，并可得到 P_{tr} 的最大值：

$$P_{tr,max}(t_3) = \frac{V_1 V_2 \cdot (I_0^2 L^2 - 2I_0 L \cdot (V_1 + V_2) \cdot t_3 + V_1 V_2 \cdot t_3^2)}{2 \cdot L \cdot T_p \cdot (V_1^2 + V_1 V_2 + V_2^2)} \quad (7)$$

对于给定的功率范围和工作电压，且 $t_3=T_p$ ，可解得 L 值。这样，可保证最大传输功率不超过 $P_{tr,max}$ ，若超过 $P_{tr,max}$ ，将不能满足软开关工作条件。 L 的最大值由 V_1 与 V_2 的最小值和额定峰值传输功率 $P_{max}=P_{tr,max}(T_p)$ 决定，参见图 4。

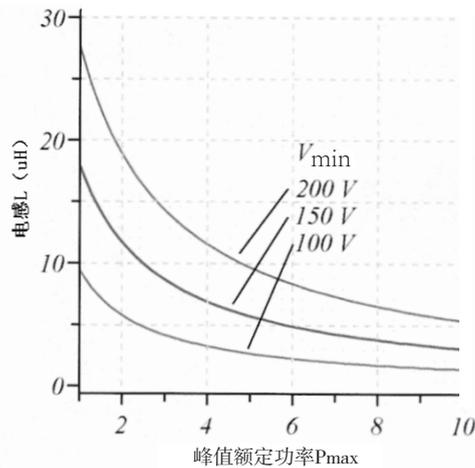


图 4 最大电感值与变换器峰值额定功率 P_{max} 的关系 ($V_{1,min}=V_{2,min}=V_{min}$, $I_0=10A$, $f_s=100kHz$)

2.3 开关模式的优化

如前所述，对于给定的变换器工作点，能以一定的自由度选择开关时间 t_3 。图 5 给出了一个实例。对于某市电流波形 (图中实线波形)， P_{tr} 的增长方式有两种：第一种，开关时间 t_3 保持恒定，而 t_1, t_2 进行调整 (波形 B 所示)；第二种，开关时间 t_3 向开关周期 T_p 的末端平移。一般来说首选第二种，因为第二种方式能产生更低的峰值和均方根电感电流，从而可以降低电感损耗。

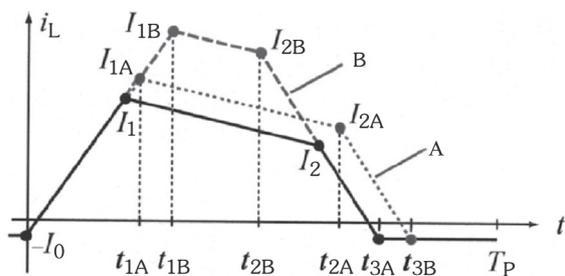


图 5 提高传输功率 P_{tr} 的两个途径

除了降低电感损耗方面的考虑，还希望在整个电压和功率范围内得到连续变化的 $t_1 \dots t_3$ ，这对于提高调制器的稳态控制性能和降低基于图表查询的开关时间立体插值法误差是非常重要的。因此，对于给定的功率 P_{tr} ，需要一种时间计算方法对开关时间进行计算。

(1) t_3 的最小值，通过在零电压开关工作条件下对 V_1 和 V_2 求微分进行计算，计算结果作为 t_3 的初始值 $t_{3,min}$ 。零电压开关的工作条件为： $I_1=I_0$ (降压模式)， $I_2=+I_0$ (升压模式)，该初始值一般适用于电压工作范围的前部分。

(2) 若能量 $E_{tr}=P_{tr} \cdot T_p$ 无法在 $t_1 < t < t_{3,min}$ 内转换， t_3 就向开关周期 T_p 的末端平移，直到 E_{tr} 的转换对于任意的 V_1 和 V_2 组合都可行为止。

(3) 当 t_3 定下来后， t_1 和 t_2 就按照图 5 波形 B 的情况进行调整。

电压转换比 $\frac{V_2}{V_1}=2$ ， $V_{2,max}=450V$ 的情况，如图 6 所示。

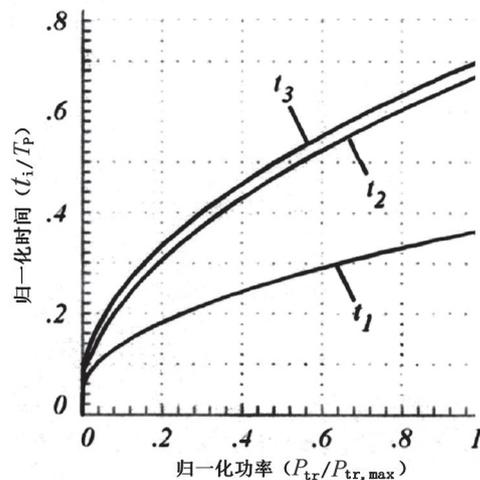


图 6 归一化功率和时间的关系 ($V_2=V_{2,max}$, $V_2/V_1=2$)

2.4 零电压开关的实现条件

电流 I_0 的最小绝对值由组成谐振回路的 L 和 MOSFET 的输出电容 C_{oss} ，以及变换器的输入和输出电压 V_1, V_2 共同决定：

$$I_0 \geq \max(V_{1,max}, V_{2,max}) \cdot \sqrt{\frac{C_{oss}}{L}} \quad (8)$$

如果式 (8) 的条件满足，则某个开关管关断时电感 L 中存储的能量，足够满足该半桥两个 MOSFET 寄生电容之间传递能量之用，这样，该半桥两个 MOSFET 就能实现零电压导通。同理，在 $t=t_1$ 和 $t=t_2$ 时刻， $i_L(t)$ 的绝对值应满足：

$$I_1 \geq I_0 \text{ 且 } I_2 \geq I_0 \quad (9)$$

需要注意的是，式 (8) 只是近似计算，因为 C_{oss} 具有非线性、压敏特性。此外，还必须考虑并联 MOSFET 的数量。

电流 i_L 在时间区间 $t_3 < t < T_p$ 内会产生漂移，这是由于元器件的非线性或时间不精确引起的，可以采用精确的高速

过零检测来确定正确的时刻 t_3 。本变换器中，所采用的是利用高速模拟比较器对半桥电压 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 进行过零电压电平监测。例如， i_L 在时间区间 $t_2 < t < t_3$ 是下降的，当 i_L 变负时， S_4 的体二极管开始导通， $v_2(t)$ 变为零，导致比较器的输出发生改变，该输出信号用来在零电压条件下使 S_4 导通。

3 分析结果

3.1 效率对比

为了对比新的控制方法和传统硬开关 PWM 控制方法，对半导体器件的导通和开关损耗进行分析计算，($V_{max}=450V$)。如图 7 所示，采用新控制方法后效率提高了 3%，由于软开关的作用，在标称功率下，整个输入和输出电压内变换器都呈现出出色的效率。此外，部分负载条件下的效率很高（10%的标称功率下效率高于 93%），这对于汽车应用是个巨大的优势。

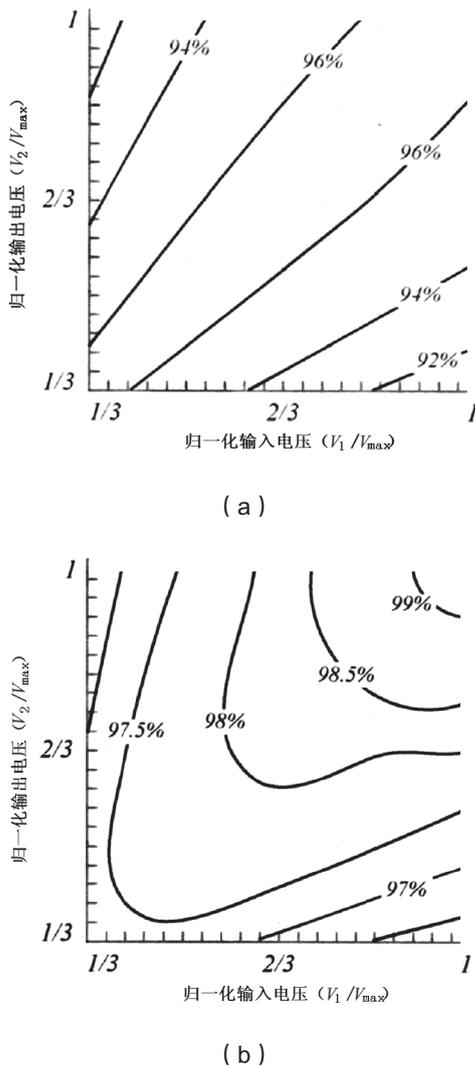


图 7 半导体开关的理论效率：(a) 硬开关工作模式；
(b) 低损耗控制模式

3.2 功率密度

为优化功率密度，变换器每一个独立元件，诸如电感、滤波器或半导体器件的数量等等需要从相数和开关频率这两个方面进行调整。

极限情况，是电感峰值电流 I_{max} 出现在电压传输比 $\frac{V_2}{V_1} = 2$ 且达到额定峰值功率 P_{max} 的条件下。假设电感能量 $\frac{1}{2} \cdot L \cdot I_0^2$ 远小于一个开关周期内传输的能量 $P_{max} \cdot T_p$ ，忽略负序偏置电流 $-I_0$ ， I_{max} 可近似表示为：

$$I_{max} \approx \sqrt{\frac{P_{max}}{f_s \cdot L}} \quad (10)$$

设电感的体积与储能成正比：

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L I_{max}^2 = \frac{P_{max}}{f_s} \quad (11)$$

这就是为什么电感 L 的体积，在某一开关频率 f_s 下对于不同的相数 N 能保持不变，并随着 f_s 的增加而减小。

滤波器的结构如图 8 所示。为便于设计，每相的输出可看作电流源，输出电容 $C_{2,n}$ 、滤波电感 $L_{2,n}$ 和公用电容 C_0 共同组成 π 形滤波器，滤波器单独设计是为了实现滤波器与半桥之间的低阻抗连接。当相数 N 增加时，由 N 个电流源叠加后的纹波电流减小，在这种情况下或者开关频率 f_s 更高的情况下，滤波器组件的体积可以更小。

此外，带有液体散热器的 MOSFET 开关的体积，可通过优化了的迭代算法进行计算。对于每个开关管来说，增加并联开关管的数量，直到效率满足要求为止。由图 3 可知，开关 S_1 和 S_3 的均方根电流比较高，这样，开关管数量的比率大约为 $\frac{S_1}{S_2} \approx \frac{S_3}{S_4} \approx \frac{4}{3}$ 。

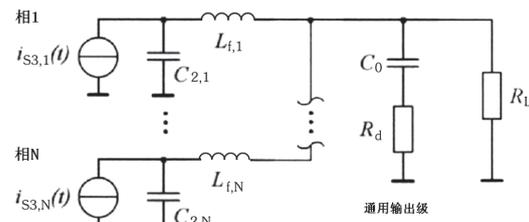


图 8 多相级联和输出滤波器结构

4 实验验证

为验证该控制方法，制作了实验样机，其中 $P_{max}=10kW$ ， $V_{max}=450V$ （所需电感值为 $L=6.5\mu H$ ），针对不同的工作点进行开关时间 $t_1 \sim t_3$ 进行预算并给出 L 和 I_0 值，由控制器软件对 V_1 、 V_2 和 P_{tr} 进行三维插值运算，并采用一台基于 CPLD 控制

的状态机生成开关序列。

图9所示为降压模式、电压传输比 $v = \frac{V_2}{V_1} = 0.5$ 条件下所测的电感电流 $i_L(t)$ 、半桥电压 $v_1(t)$ 和 $v_2(t)$ 的波形图。前面已讨论，比较器用来监测半桥电压以实现零电压开关。例如， S_4 的导通信号是采自比较器的输出信号 $v_{cmp}(t)$ 。变换器输入和输出相等的情况如图10所示，由于对开关模式进行了优化， t_2 和 t_3 并不位于脉冲周期的末端。

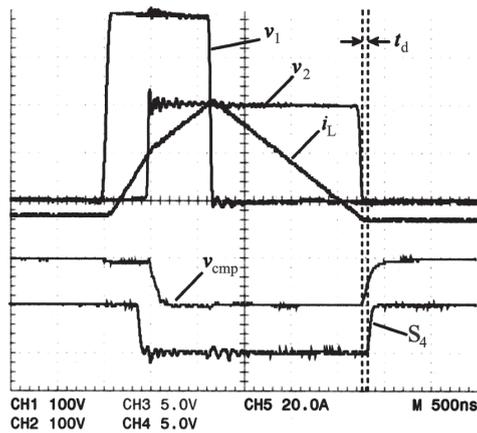


图9 确保 ZVS 工作的波形图以及 S_4 的控制信号

5 结论

本文提出了一种采用恒频、软开关调制模式的级联式升降压变换器拓扑，对其工作原理进行了详细讨论。这种调制方式，不仅能够标称功率下实现至少 96% 的整体效率，而且在部分负载条件下也能实现高效率。此外，它的主电路简单，功率密度较高。所有的原理在试验样机上得到了很好的验证。

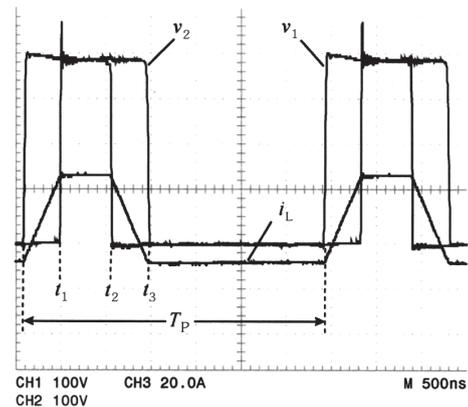


图10 变换器工作波形 ($V_1=V_2=200V$, 负载为电阻性)

参考文献

- [1] R. M. Schupbach, I. C. Balda, "Comparing DC-DC Converters for Power Management in Hybrid Electric Vehicles", in Proc. IEMDC, vol. 3, pp. 1369-1374, June 2003.
- [2] F. Caricchi, F. Crescimbeni, A. Di Napoli, "20 kW Water-cooled Prototype of a Buck-Boost Bidirectional DC-DC Converter Topology for Electrical Vehicle Motor Drives", in Proc. APEC, vol. 2, pp. 887892, March 1995.
- [3] 谢少军, 李飞. 软开关隔离型 boost 变换器研究 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(8): 48 ~ 54

作者简介

胡晓清 (1979—), 男, 江苏盐城人, 硕士, 讲师, 研究方向为电力电子技术在车辆装备上的应用。

(上接第 32 页)

参考文献

- [1] 王瑞荣博士论文 基于事件触发并发数据流模型的可视化编程语言研究 [D] 2003.1: 8-39
- [2] 黄建龙 基于事件驱动的机器人图形化编程系统研究 [J] 机械制造 48 卷 553 期: 38-40

- [3] 齐大彬 智能教育机器人图形化编程系统原理及实现 [J] 计算机应用与软件第 31 卷第 3 期: 79-81
- [4] 王强 LinkBoy 创意展示平台简 http://blog.sina.com.cn/s/blog_694e0ad70101acvj.html 2013.04.25

(上接第 38 页)

未来汽车设的基础. 2008 年 11 月.

作者简介

赵冠宇, 女, 汉族, 天津力神动力电池股份有限公司助

理工程师

李永江, 男, 汉族, 天津力神动力电池股份有限公司工程师
徐丹, 男, 汉族, 天津力神动力电池股份有限公司工程师