

复合电源双向 DC/DC 变换器 R-S-T 控制策略

荣德生, 赵君君, 陈淑涵

(辽宁工程技术大学, 辽宁 葫芦岛 125105)

摘 要: 为了提高复合电源双向 DC/DC 变换器工作过程中的动态特性, 提出一种用于三通道交错并联双向 Buck/Boost 变换器的 R-S-T 控制策略. 分析该变换器在 Buck 模态下工作过程, 建立了交流小信号模型, 得出控制变量到状态变量的传递函数, 在此基础上设计了 R-S-T 控制器并对其进行参数整定. 相较于传统的 PI 控制, R-S-T 控制策略具有更好的动态和稳态响应特性, 最后通过仿真和实验验证了此方案的正确性和可行性.

关键词: 复合电源; R-S-T 控制; 交错并联磁集成; 双向 Buck/Boost 变换器

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2015)03-0036-05

The R - S - T Control Strategy of Hybrid Power Bi-directional DC/DC Converter

RONG De-sheng, ZHAO Jun-jun, CHEN Shu-han

(Liaoning Technical University, Huludao 125105, China)

Abstract: In order to improve the the dynamic characteristics of the hybrid power bi-directional DC/DC converter in the working process, a kind of R - S - T control strategy used for three-channel staggered parallel bidirectional Buck/Boost converter is presented. The working process in the Buck mode is analysed and alternating Current small signal model is established. The controller corresponds to buck working mode is designed and the paramete is adjusted. Compared with the traditional control of PI control, the R - S - T control strategy has better dynamic response characteristics and steady state response characteristics. At last, through simulation and experiment verified the correctness and feasibility of this scheme.

Key words: hybrid power; R - S - T control; staggered parallel magnetic integration; bi-directional Buck/Boost converter

1 引言

随着环境污染、石油源枯竭等问题的日益加重, 人们对高效环保能源的研发产生了极大的关注^[1]. 复合电源将两种性能互补的储能源结合, 具有高功率密度和高能量密度的双重优点, 包括主储能源、辅助储能源以及能量转换系统. 能量转换系统中的双向 DC/DC 变换器约一半工作周期以上处于 Buck 模式, 但其所传递功率仅占满载时的十分之一左右,

所以提高变换器 Buck 模式性能对提高变换器整体效率至关重要, 同时对实现能源节约与环境保护有着重大效能.

实际用电场合要求开关电源具有高稳态精度, 以及在负载变化时快速的瞬态响应^[2]. 本文针对提升三通道交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器动态性能, 提出一种应用于非线性的多项式(R-S-T)控制方案, 使系统构成电压电流双闭环, 电流内环可快速进行电流调节, 并且具有较强的抗干扰性, 当有负

收稿日期: 2014-04-30; 修回日期: 2014-06-26

基金项目: 国家自然科学基金(51177067)

载扰动时可及时抑制不良影响,电流环不但改良控制对象性能而且使电压外环设计更加简单^[3]。

2 三相交错并联双向DC/DC变换器 Buck 模态建模分析

2.1 双向变换器系统等效电路

图1所示为超级电容与蓄电池混合直流源系统的三相磁集 Boost/Buck 变换器工作在 Buck 模态时的等效电路拓扑^[4-5],开关管 S_1 、 S_3 、 S_5 按占空比导通,开关管 S_2 、 S_4 、 S_6 同步关断。高压侧为蓄电池,等效为恒定电压源,低压侧为超级电容,等效模型中包括等效电容 C_{sc} 和等效电阻为 R_{esr} ,端电压为 V_{sc} 。 v_1 、 v_2 、 v_3 为每通道电感绕组上的电压, i_{L1} 、 i_{L2} 、 i_{L3} 为等效电流, L_1 、 L_2 、 L_3 是电感绕组自感值。设三通道耦合电感对称且为反向耦合,则 $L_1 = L_2 = L_3 = L$, M 为彼此之间的互感, $-0.5 \leq M/L \leq 0$ 。

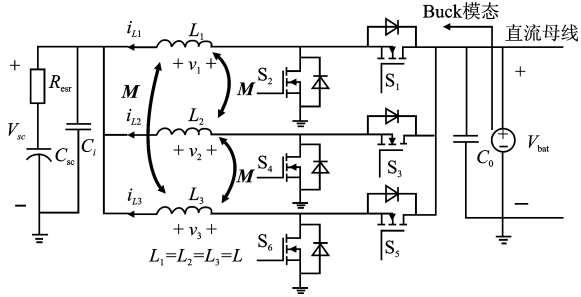


图1 三相磁集成 Buck 工作模式拓扑结构

当处于 Buck 工作模态时,三通道电感绕组的电压方程如下式所示:

$$\begin{cases} v_1 = L_1 \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \\ v_2 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + L_2 \cdot \frac{di_2}{dt} + M \cdot \frac{di_3}{dt} \\ v_3 = M \cdot \frac{di_1}{dt} + M \cdot \frac{di_2}{dt} + L_3 \cdot \frac{di_3}{dt} \end{cases} \quad (1)$$

2.2 Buck 工作状态分析

由于直流母线电压等级已经由电池模块强制限定^[6],因此动态控制策略基于电流控制。在 Buck 工作状态下,开关管 S_1 、 S_3 、 S_5 按占空比导通,开关管 S_2 、 S_4 、 S_6 关断,一个工作周期内共有 6 个模态,如图2所示。

模态 1: $[t_0 \sim t_1]$ 时刻,开关管 S_1 导通;

模态 2, 4, 6: $[t_1 \sim t_2]$ 、 $[t_3 \sim t_4]$ 、 $[t_5 \sim t_6]$ 时刻,开关管 S_2 、 S_4 、 S_6 同时导通;

模态 3: $[t_2 \sim t_3]$ 时刻,开关管 S_2 、 S_4 同时导通,开关 S_6 关断;

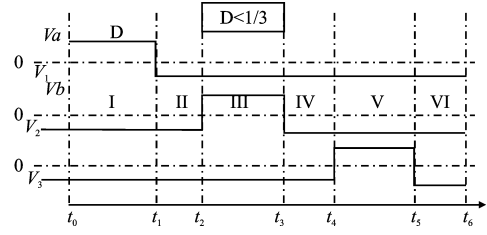


图2 Buck 工作周期模态图

模态 5: $[t_4 \sim t_5]$ 时刻,开关管 S_4 、 S_6 同时导通,开关 S_2 关断;

2.3 Buck 工作状态动态建模

将图1中三相耦合电感进行解耦得到等效电路,如图3所示。

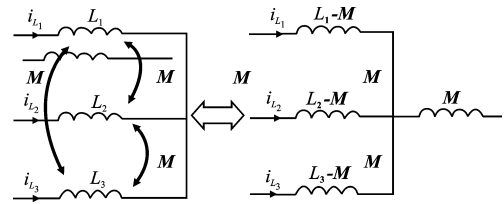


图3 耦合电感等效电路

对 Buck 模态进行小信号建模^[7-8],列写电感电压方程如下:

$$\begin{cases} t, t + d_1 T_s: (L_1 - M) \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = v_{bat}(t) - v_o(t) \\ t, t + d_3 T_s: (L_2 - M) \frac{di_{L2}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = v_{bat}(t) - v_o(t) \\ t, t + d_5 T_s: (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = v_{bat}(t) - v_o(t) \\ t + d_1 T_s, t + T_s: (L_1 - M) \frac{di_{L1}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = -v_o(t) \\ t + d_3 T_s, t + T_s: (L_2 - M) \frac{di_{L2}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = -v_o(t) \\ t + d_5 T_s, t + T_s: (L_3 - M) \frac{di_{L3}}{dt} + M \frac{d(i_{L1} + i_{L2} + i_{L3})}{dt} = -v_o(t) \end{cases} \quad (2)$$

根据电感电压伏秒积平衡原理和电容电荷平衡原理,得到一个周期的稳态关系式:

$$V_o = V_{sc} + (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) R_{esr} \quad (3)$$

将扰动后的变量带入状态方程中,即式(1)中,得到扰动后的电感电流状态空间平均方程(4)所示。

$$\begin{aligned} M \frac{d[I_{L1} + \hat{i}_{L1} + I_{L2} + \hat{i}_{L2} + I_{L3} + \hat{i}_{L3}]}{dt} + \\ (L_1 - M) \frac{d[I_{L1} + \hat{i}_{L1}]}{dt} = D_1 V_{bat} - V_{sc} - [I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}] R_{esr} + \\ D_1 \hat{v}_{bat}(t) + V_{bat} \hat{d}_1(t) - \hat{v}_c(t) + \hat{d}_1(t) \hat{v}_{bat}(t) - [\hat{i}_{L1}(t) + \hat{i}_{L2}(t) + \hat{i}_{L3}(t)] R_{esr} \end{aligned} \quad (4)$$

设系统满足变换器小信号条件, 交流扰动量绝对值远小于稳态值, 则二次乘积项 $\hat{d} \hat{i}_L$ 、 $\hat{d} \hat{v}_{bat}$ 忽略

不计, 结合式(3)、(4) 得到非线性交流小信号状态方程:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} L_1 & M & M \\ M & L_2 & M \\ M & M & L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{L_1}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L_2}}{dt} \\ \frac{d\hat{i}_{L_3}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 \\ D_3 \\ D_5 \end{bmatrix} \hat{v}_{bat}(t) + V_{bat} \begin{bmatrix} \hat{d}_1 \\ \hat{d}_3 \\ \hat{d}_5 \end{bmatrix} - \hat{v}_s(t) - [\hat{i}_{L_1}(t) + \hat{i}_{L_2}(t) + \hat{i}_{L_3}(t)] R_{esr} \\ C_o \frac{d\hat{v}_o(t)}{dt} = \hat{i}_{L_1}(t) + \hat{i}_{L_2}(t) + \hat{i}_{L_3}(t) \end{cases} \quad (5)$$

利用受控电流源、电压源与 1:D 理想变压器进行等效, 建立在 CCM 模式下同步整流 Buck 变换器线性交流小信号电路如图 4 所示。

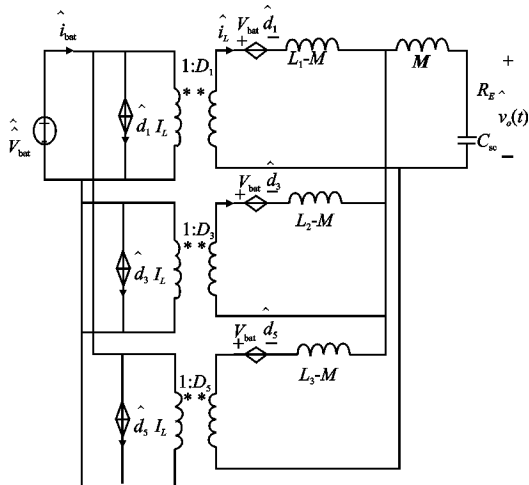


图 4 Buck 模式下交流小信号等效电路

状态方程进行拉式变换, 得到控制变量 $\hat{d}(s)$ 到状态变量 $\hat{i}_L(s)$ 传函:

$$G_{id}(s) = \frac{V_{bat} C_o s}{[(L + 2M) C_o s^2 + 3R_{esr} C_o s + 3]} \quad (6)$$

3 Buck 工作模式 R-S-T 控制器设计

Buck 模式下采用电压电流双闭环控制策略, 控制框图如图 5^[8] 所示。电压外环超级电容经多项式控制器得到电容电流期望值, 通过线性化处理得到电感电流参考值。将此参考值给入电流内环多项式控制器, 经线性化处理得到 Buck 模式下的主开关管导通占空比, 再经 PWM 调制信号调制得到驱动信号, 结构上实现对低压侧充电电压控制, 限制了电感电流大小, 电流内环提高了控制系统的响应速度。

该控制结构自由度为 2^[9], 变换器的输入、输出和期望值分别为 $U(z^{-1})$, $Y(z^{-1})$, $C(z^{-1})$ 。保证稳态误差为 0 时, 多项式 $R(z^{-1})$, $S(z^{-1})$, $T(z^{-1})$ 表达式如下:

$$\begin{cases} R(z^{-1}) = r_0 + r_1 z^{-1} \\ S(z^{-1}) = s_0 + s_1 z^{-1} \\ T(z^{-1}) = t_0 + t_1 z^{-1} \end{cases} \quad (7)$$

变换器开环控制离散时间传递函为

$$\begin{aligned} H(z^{-1}) &= z^{-d} \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} \\ &= z^{-d} \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_m z^{-m}}{a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_n z^{-n}}, \\ &\quad (m \leq n) \end{aligned} \quad (8)$$

变换器闭环控制特征方程为

$$H_d(z^{-1}) = \frac{Y(z^{-1})}{C(z^{-1})} = \frac{B(z^{-1})T(z^{-1})}{A(z^{-1})S(z^{-1}) + B(z^{-1})R(z^{-1})} \quad (9)$$

双向 DC/DC 变换器电流、电压控制环采用相同的开环传递函数, 表达式如下:

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{1}{L_x s} \quad (10)$$

采用零阶保持器法进行 z 变换, 得到离散化后的开环离散时间传递函数为

$$H(z^{-1}) = \frac{B(z^{-1})}{A(z^{-1})} = \frac{T_s}{L_x} \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad (11)$$

为了确保闭环中静态增益的一致性, 有如下定义:

$$\begin{cases} \lim_{z \rightarrow 1} H_d(z^{-1}) = \frac{B(1) \cdot T}{A(1)S(1) + B(1)R(1)} = 1 \Rightarrow T = r_0 + r_1 \\ S(1) = 0 \end{cases} \quad (12)$$

期望闭环多项式 $P(z^{-1})$ 定义如下:

$$A_d(z^{-1}) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} \quad (13)$$

将式(7)代入式(13), 得到期望多项式:

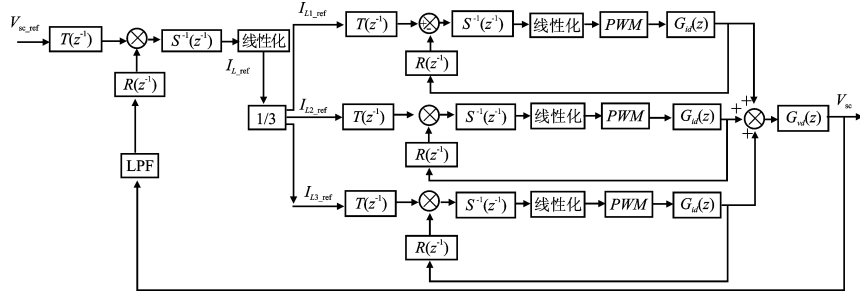


图 5 Buck 模式下控制电路

$$A_Q(z^{-1}) = 1 + \left(\frac{T_k}{L_x} r_0 - 2\right) z^{-1} + \left(\frac{T_k}{L_x} r_1 - 2\right) z^{-2} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} r_0 = \frac{L_x}{T_s} (p_1 + 2) \\ r_1 = \frac{L_x}{T_s} (p_2 - 1) \end{cases} \quad (14)$$

采用 PWM 的开关频率, 控制采样时间 T_s , 闭环带宽 ω_n , 最终, 得到期望闭环多项式表达式:

$$P(z^{-1}) = A_d(z^{-1}) = (1 - z^{-1} e^{-\omega_n T_s})^2 \quad (15)$$

Buck 模式下, 线性化处理部分关系式:

$$\begin{cases} I_{Lref} = I'_c + I'_s \\ d_{Buck} = \frac{V_{sc} + V'_{L1}}{V_{bat}} \end{cases} \quad (16)$$

I'_c, I'_L 分别为电容与电感电流的参考值. 电压环多项式参数整定如下:

$$\begin{cases} r_{0v_buck} = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \omega_v T_e}\right) \frac{C_o}{T_e} \\ r_{1v_buck} = \left(\frac{1}{1 + \omega_v T_e} - 1\right) \frac{C_o}{T_e} \end{cases} \quad (17)$$

电压环带宽为电流内环的 1/10, 选择电压环带宽 ω_v 为开关频率的 1/100, 电流环多项式中参数表达式如下:

$$\begin{cases} r_{0i_buck} = 2 \cdot \left(1 - \frac{1}{1 + \omega_i T_e}\right) \frac{L + 2M}{T_e} \\ r_{1i_buck} = \left(\frac{1}{1 + \omega_i T_e} - 1\right) \frac{L + 2M}{T_e} \end{cases} \quad (18)$$

4 实验验证

实验样机的高压侧电压 $V_H = 12 \text{ V}$, 低压侧电压 $V_L = 5.4 \text{ V}$, 占空比 $D = V_H/V_L = 0.45$, 每通道开关频率 $f_s = 20 \text{ kHz}$, 耦合电感的参数如表 1 所示.

表 1 三通道耦合电感器的参数

自感/nH			耦合系数		
L_1	L_2	L_3	k_{12}	k_{13}	k_{23}
15.6	16	15.6	-0.45	-0.42	-0.45

电流测试采用闭环霍尔电流传感器 CHB-25NP, 匝比 $n = 1/1\ 000$, 测试电阻 $R_M = 1 \text{ k}\Omega$, 通过示波器测试的电流 $i = v \cdot n/R_M$, 其中 v 为示波器上显示电压值, 示波器型号 RIGOL DS1052E. 霍尔电流传感器的 $\pm 15 \text{ V}$ 直流电源由 EM1719A 型直流稳压电源提供, 输出负载由可编程电子负载 IT8513C 提供, 实验电路如图 6 所示.

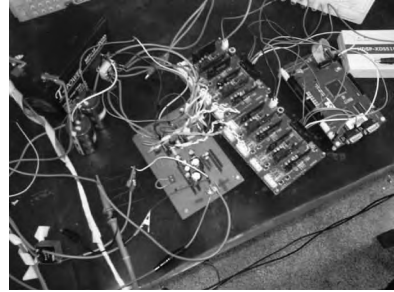
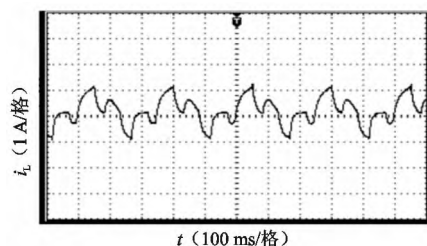


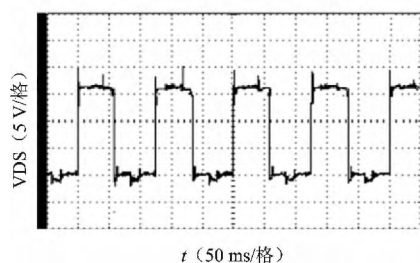
图 6 Buck 模式实验电路

为了验证 Buck 工作模式能否稳定工作, 对三通道电感电流分别控制, 得到电感电流波形以及开关管的管压降如图 7 所示. 图 7(a) 中的实验结果表明电感电流波形与理论分析的结果相一致, 电感电流纹波小. 图 7(b) 中的实验结果表明变换器能够正常工作, 变换器的稳定性良好.

为了测试 Buck 模式下的动态特性, 变换器输出电压控制在 10.8 V 左右时, 调节负载电阻由 2Ω 变为 0.5Ω , 即变换器输出电感电流由 5 A 变为 20 A 左右的调节过程, 通过观察不同控制策略, 得到两种控制方式的电流输出波形如图 8 所示. 由图 8(a) 可知, Buck 模式下采用多项式控制时变换器电感电流瞬态响应时间和输出电流超调分别为 $400 \mu\text{s}$ 和 5.1 A , 由图 8(b) 可知, Buck 模式下采用传统 PI 控制时变换器电感电流瞬态响应时间和输出电流超调分别为 $300 \mu\text{s}$ 和 3.8 A . 可见, 多项式控制时瞬态响应时间比传统 PI 控制时快 $100 \mu\text{s}$ (25%).

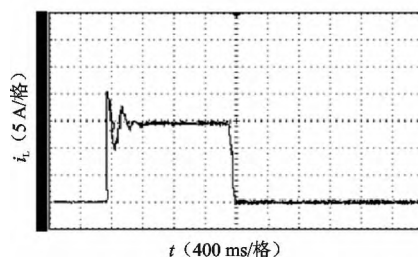


(a) 电感电流图

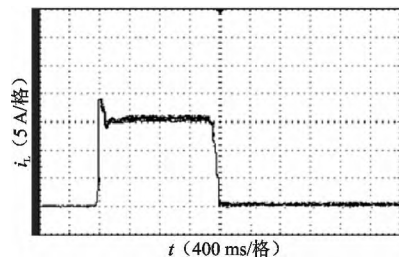


(b) 开关管压降图

图 7 Buck 模式稳态实验波形



(a) 采用 PI 控制的变换器电感电流的实验图



(b) 采用 R-S-T 控制的变换器电感电流的实验图

图 8 Buck 模式动态对比实验波形

仿真和实验结果表明,多项式(R-S-T)控制有良好的稳定性,较传统的 PI 控制具有更好瞬态特性,响应速度、超调量以及调节时间都比 PI 控制效果好。

5 结束语

本文研究了蓄电池—超级电容构成的复合电源

系统双向 DC/DC 变换器 Buck 模式下的数学建模和控制策略问题。针对提高变换器的动态特性,提出了一种非线性的 R-S-T 控制方法,首先对系统中三通道交错并联磁集成 Buck/Boost 变换器在 Buck 工作模式进行分析,建立了交流小信号模型,得出控制变量到状态变量的传递函数,然后,采用了双闭环控制策略,设计出 R-S-T 控制器并对其进行参数整定,相较于传统的线型 PI 控制具有良好的动态和稳态响应特性。结果表明文中提出的 R-S-T 控制策略是有效可行的。

参考文献:

- [1] 杨玉岗,李涛,冯本成. 交错并联磁集成双向 DC/DC 变换器的设计准则[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 37-45.
- [2] 盘朝奉,何志刚,张德望. 复合电源电动汽车动力系统建模与仿真[J]. 广西大学学报, 2012, 4(2): 284-290.
- [3] 杨裙,孙秋野,杨东升. 基于多项式模型的混沌系统平方和算法脉冲控制[J]. 物理学报, 2012, 20(6): 111-115.
- [4] 童亦斌,吴峰,金鑫民,等. 双向 DC-DC 变换器的拓扑研究[J]. 中国电机工程学报, 2007, 23(27): 81-86.
- [5] 张金波,李哈,李威. 降压式 DC-DC 变换器混沌控制的仿真研究[J]. 计算机仿真, 2006, 23(27): 317-321.
- [6] 冯本成,杨玉岗,韩占岭. 双向 DC/DC 变换器中耦合电感的应用研究[J]. 电源学报, 2012(5): 51-55.
- [7] 李冬,张相军. 交错并联 Buck 变换器设计及仿真分析[J]. 电气传动, 2012(11): 79-81.
- [8] Tao H, Kotsopoulos A, Duarte J L, et al. Multiinput bidirectional dc-dc converter combining dc-link and magnetic-coupling for fuel cell systems[C] // Proc. IEEE IAS. China, Hong Kong, 2013: 2021-2028.
- [9] 匡经国,刘跃,张仁红. 基于新型模糊 PID 控制的 DC/DC 变换器仿真研究[J]. 现代机械, 2012(4): 66-70.
- [10] 卢增艺,陈为. 多通道交错并联反激变换器磁集成技术研究[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 41-46.

作者简介:

荣德生 男, (1975-), 博士研究生, 副教授. 研究方向为节能型电力电子技术及应用.

赵君君(通讯作者) 女, (1989-), 硕士研究生. 研究方向为电气传动系统自动化技术. E-mail: 2107470795@qq.com.