

文章编号: 2095-4980(2015)05-0828-05

复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器

施 惠¹, 戴 欣²

(1.中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621999; 2.重庆大学 自动化学院, 重庆 400030)

摘 要: 针对传统的谐振型双向全桥 DC/DC 变换器在能量反向推送时开关管的电流应力激增的缺点, 提出了一种新型的 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器, 保证了能量正反向推送时开关管的电流应力均保持较低水平。阐述了谐振变换器的工作原理, 建立了变换器的交流阻抗模型, 在此基础上给出了变换器的参数设计方法, 并通过能量注入及自由振荡控制策略实现了变换器的输出控制。通过实验结果验证了该控制策略的可行性。

关键词: 双向; 全桥 DC/DC; 电感-电容-电感(LCL); 能量注入

中图分类号: TN86; TM712

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201505.0828

Composite resonant-type bi-directional full bridge DC/DC converter

SHI Hui¹, DAI Xin²

(1.Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621999, China;
2.College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400030, China)

Abstract: Switch current stress of the traditional resonant-type bi-directional full bridge DC/DC converter will surge when the energy pushes reversely. A new kind of inductor-capacitor-inductor(LCL) composite resonant-type bi-directional full bridge DC/DC converter is proposed, which ensures that the current stresses of switches always keep low. The working principle of the resonant converter is elaborated. The AC impedance model of the converter is established, and the method of parameter design is given. Furthermore, the output control of the converter is realized through energy injection and free oscillation control strategy. The experimental result shows that the proposed control strategy is feasible.

Key words: bi-directional; full bridge DC/DC; inductor-capacitor-inductor(LCL); energy injection

谐振型双向全桥 DC/DC 变换器以其开关损耗小、谐振能量高、变压器涡流损耗小等诸多优点, 在航空航天电源系统、直流不停电系统、电动汽车、太阳能发电系统等重要场合得到广泛应用^[1-7]。

目前应用于双向全桥 DC/DC 变换器的复合谐振拓扑主要为 LLC 拓扑^[8-9], 但其缺点在于存在 2 个工作频率点, 控制难度较大。而 LCL 拓扑, 其优点在于工作频率相对稳定, 控制难度较小。此外, 由于可将高频变压器的副边漏感等效到原边, 一般只需在原边加入一个谐振网络即可保证流经变压器的电流为近似正弦波。但其问题在于: 在能量反向推送时, 原先受电端的开关管将承受与变压器相同的电流, 复合谐振拓扑的优势将大幅降低, 目前尚未有文献对其进行研究。为解决上述问题, 本文提出一种新型的 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器, 变压器的原副边采用对称的 LCL 拓扑, 并且变压器的匝数比保证为 1, 则能量的正反向推动过程均有相同的电路特性, 从而避免了开关管的电压电流应力过大。

1 工作原理

图 1 是 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器, 其采用对称的全桥开关网络和 LCL 谐振网络, 开关管 $P_1 \sim P_4$ 及其反并联二极管 $PD_1 \sim PD_4$ 构成 P 端的开关网络, 开关管 $S_1 \sim S_4$ 及其反并联二极管 $SD_1 \sim SD_4$ 构成 S 端的开关网络。谐振电感 L_p, L_s 及谐振电容 C_p 构成 P 端 LCL 谐振网络, 谐振电感 L_s, L_p 及谐振电容 C_s 构成 S 端 LCL 谐振网络。高频变压器 T 的匝数比 $n=1$, P 端和 S 端的 LCL 谐振网络参数相同。全桥开关网络可工作于逆变或

收稿日期: 2014-10-16; 修回日期: 2014-12-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51377183); 重庆市国际科技合作计划项目(2011GGHZA40001)

整流模式。以能量正向传输为例，P 端作为供电端，S 端作为受电端，P 端的开关网络构成逆变电路，S 端的开关网络则作为整流电路。输入电源 E_{VP} 经逆变后得到方波脉冲电压，将其注入 P 端 LCL 谐振网络，由于谐振网络的滤波作用，变压器的原边获得近似正弦交变电流。由于匝数比为 1，变压器的副边感应到同频同幅值的交变电流，其经过 S 端 LCL 谐振网络及整流滤波后输送到负载。

能量反向传输时与之相反，S 端的全桥开关网络完成逆变功能，P 端的全桥开关网络完成整流功能。由于供电端和受电端均采用 LCL 谐振网络，因此能量正向推送与反向推送时，变换器的电路特性保持一致，从而开关管始终承受较小的电压电流应力，变换器的开关损耗较小。

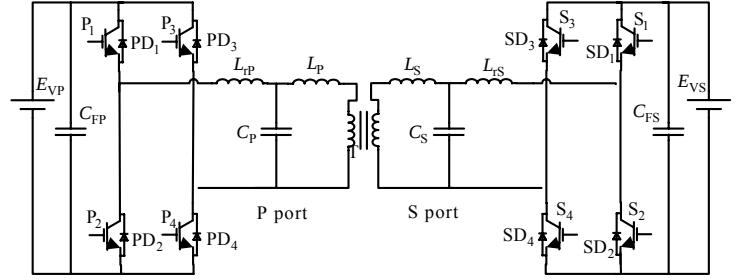


Fig.1 LCL composite resonant-type bi-directional full bridge DC/DC converter
图 1 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器

2 参数设计

2.1 系统建模

以电能正向传递为例，图 2 是 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器的等效电路图，其中将 P 端 LCL 谐振网络的输入电压等效为方波电压源 u_{ab} ，将 S 端 LCL 谐振网络的输出等效为负载 R_{eq} ：

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (1)$$

式中 R_L 为变换器的负载。

变压器匝数比 $n=1$ ，且其两侧谐振网络参数如下：

$$\begin{cases} C_P = C_S \\ L_{rP} = L_{rS} = L_r \\ L_P = L_S = \lambda L_r \end{cases} \quad (2)$$

式中 λ 为谐振电感比。

变压器副边总阻抗 Z_S 可表示为：

$$Z_S = j\omega L_S + (1/j\omega C_S) \parallel (j\omega L_{rS} + R_{eq}) \quad (3)$$

变压器副边折射到原边的等效阻抗为 Z_r ：

$$Z_r = n^2 Z_S = Z_S \quad (4)$$

则变换器的总阻抗 Z_t 为：

$$Z_t = j\omega L_{rP} + (1/j\omega C_P) \parallel (j\omega L_P + Z_r) \quad (5)$$

系统完全谐振时，变换器总阻抗 Z_t 的虚部为零，即可得到谐振电容 C_P 。式(5)为高阶方程，可得 4 个解：

$$\begin{bmatrix} C_{P1} \\ C_{P2} \\ C_{P3} \\ C_{P4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left[(2\lambda+1)\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2 + \sqrt{(\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2)^2 - 4\lambda^2 \omega^2 L_r^2 R_{eq}^2} \right] / 2\lambda \omega^2 L_r (\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2) \\ \left[(2\lambda+1)\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2 - \sqrt{(\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2)^2 - 4\lambda^2 \omega^2 L_r^2 R_{eq}^2} \right] / 2\lambda \omega^2 L_r (\omega^2 L_r^2 + R_{eq}^2) \\ \lambda + 1 + \sqrt{\lambda^2 + 1} / 2\lambda \omega^2 L_r \\ \lambda + 1 - \sqrt{\lambda^2 + 1} / 2\lambda \omega^2 L_r \end{bmatrix} \quad (6)$$

因此，谐振电容 C_P 有 4 种设计方法。其中， C_{P1} 和 C_{P2} 的取值与等效负载 R_{eq} 有关，而 C_{P3} 和 C_{P4} 的取值与等效负载 R_{eq} 无关。下文将详细阐述 4 种设计方法的区别。

2.2 谐振电容选取

根据式(1)~式(6), 可得到变换器总阻抗 Z_t 的阻抗角 $\angle Z_t$ 与负载 R_L 的关系曲线, 如图 3 所示。其中, 谐振电容为 C_{P1} 和 C_{P2} 时, 2 条曲线仅在 $R_L = 50 \Omega$ 时相交, 此时变换器总阻抗 Z_t 为纯阻性, 功率因数最大, 变换器的效率最高。而在其余区间内, 阻抗角 $\angle Z_t$ 随负载 R_L 增大而单调减小, 因此在负载宽范围工作时, 变换器的效率将不能获得最优化。谐振电容为 C_{P3} 和 C_{P4} 时, 阻抗角 $\angle Z_t$ 始终保持为 0, 变换器可以工作在一个固定频率, 且变换器的总体效率及功率因数始终保持最优, 这尤其适合大功率系统的控制, 简单可靠。

为进一步分析谐振电容为 C_{P3} 和 C_{P4} 时的变换器工作特性, 以 $R_L = 50 \Omega$ 为例, 分别得到逆变输出电压 u_{ab} 与逆变输出电流 i_{LrP} 的仿真波形, 如图 4 所示。其中, $C_P = C_{P3}$ 时, 逆变电流 i_{LrP} 为畸变度很小的正弦波。 $C_P = C_{P4}$ 时, 逆变电流 i_{LrP} 畸变度很大, 谐波成分较高。

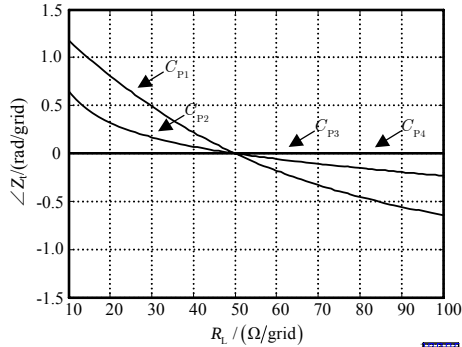


Fig.3 Relationship between impedance angle and load R_L with different C_P

图 3 不同 C_P 下阻抗角 $\angle Z_t$ 和负载 R_L 的关系

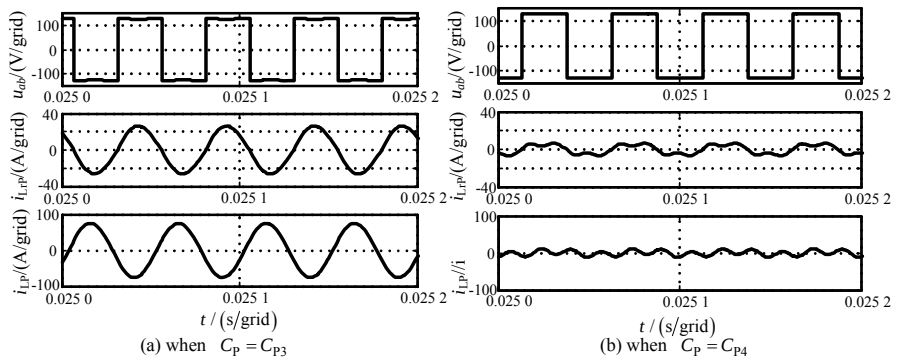


Fig.4 Relationship between u_{ab} and i_{LrP} , i_{LP}

图 4 逆变输出电压 u_{ab} 与电流 i_{LrP} , i_{LP} 的关系图

综合上述分析, 谐振电容 $C_P = C_{P3}$ 最为合适。联立式(1)、式(5)和式(6)可得变换器的总阻抗 Z_t :

$$Z_t = \frac{\pi^2 \omega^2 L_r^2 (\sqrt{\lambda^2 + 1} - \lambda)^2}{8 R_L} \quad (7)$$

逆变输出电流 i_{LrP} 的有效值 I_{LrP} 可表示为:

$$I_{LrP} = \frac{2\sqrt{2}E_{VP}}{\pi Z_t} = \frac{16\sqrt{2}E_{VP}R_L}{\pi^3 \omega^2 L_r^2 (\sqrt{\lambda^2 + 1} - \lambda)^2} \quad (8)$$

2.3 参数设计流程

图 5 是变换器的参数设计流程图, 其详细步骤如下:

1) 给定输入电压 E_{VP} 及负载范围 $R_{Lmin} \sim R_{Lmax}$ 。根据开关管的耐流要求确定最大逆变输出电流值 i_{LrPmax} 。此外, 由式(7)可知, 变换器的总阻抗 Z_t 与负载 R_L 成反比关系, 为满足最大输入电流设计要求, 应以最大阻值 R_{Lmax} 为设计基准。

2) 由于变换器的谐振频率与负载无关, 因此可首先确定一个固定的工作频率 f_s 。

3) 谐振电感比 λ 的大小直接影响流入变压器的电流 i_{LP} 和 i_{LS} , 为保证逆变器开关管的电流应力较小, 谐振电感比 λ 的取值小于 1。

4) 根据式(8), 由最大逆变电流 i_{LrPmax} 计算出最小谐振电感 L_{rmin} , 考虑裕量, 选取合适的谐振电感 L_r 。

5) 根据式(6), 计算出谐振电容 C_P 。

6) 将所得参数进行仿真, 若满足设计要求则结束, 否则重新开始步骤 3), 重新选择谐振电感比 λ 。

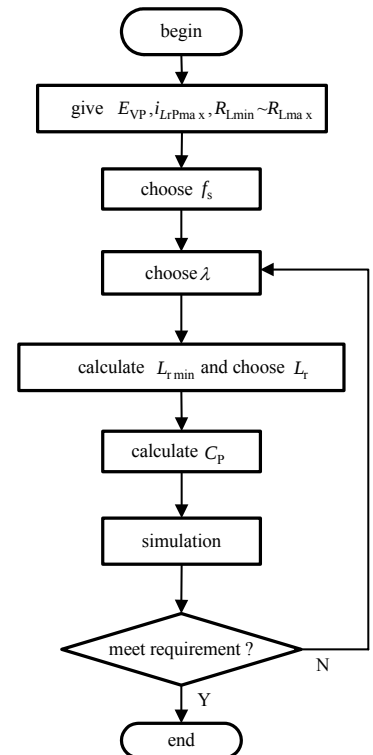


Fig.5 Parametric design flow chart of the converter
图 5 变换器的参数设计流程图

3 输出控制策略

为实现变换器的输出电压恒定控制，本文采用能量注入及自由振荡控制策略^[10-11]。其能量注入模式与传统的单向传输过程一致，通过输入电源向负载供电，如图 6 所示。而自由振荡模式用于变换器的输出电压高于参考值时，切断输入电源的输入通道，仅由供电端原先存储的能量维持谐振，其工作原理如图 7 所示。

通过 2 种工作模式的切换，动态改变供电端 LCL 谐振网络的能量，进而实现变换器输出电压的有效控制。

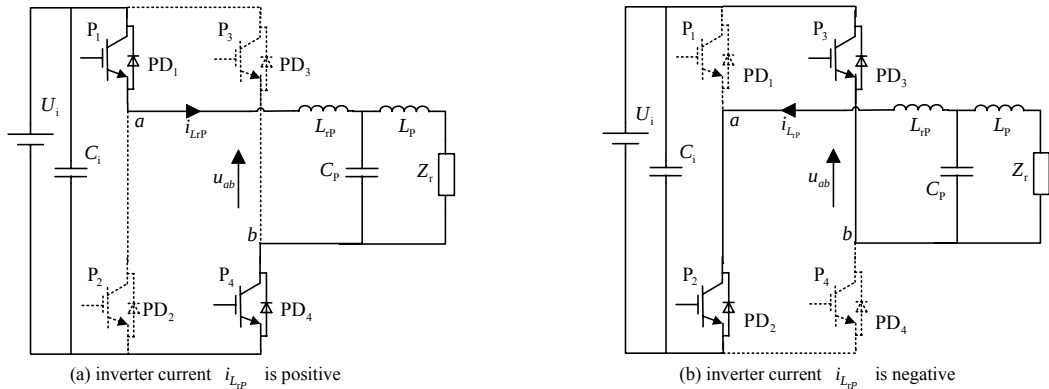


Fig.6 Energy injection mode
图 6 能量注入模式

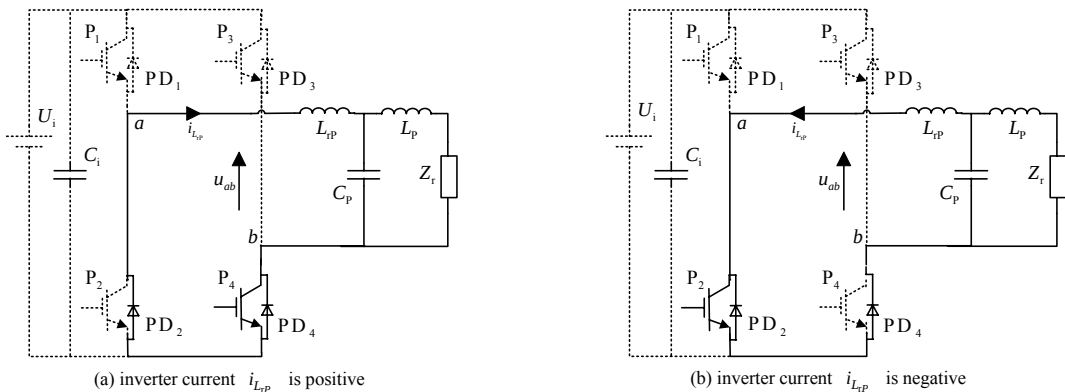


Fig.7 Free oscillation mode
图 7 自由振荡模式

4 实验研究

为进一步验证理论分析的有效性，根据上文的参数设计流程，可得表 1 所示的系统参数。采用 EP2C5T144C8N 型 FPGA 作为主控芯片，逆变电路开关管采用 Fairchild 公司的 SGHG80N60 型 IGBT。图 8 为能量注入及自由振荡控制的实验波形图，其中图 8(a)为供电端逆变器的驱动波形。可以看出，实际系统的工作模式呈动态变化趋势，控制模式 1 和控制模式 3 的长度均为 3.5 个谐振周期 T ，而控制模式 2 的长度为 1 个谐振周期 T 。

图 8(b)为输出电压 u_o 和输入电流 i_i 的实验波形，可知输入电流 i_i 在能量注入激励下最高可达 11 A，而在自由振荡模式下，由于谐振能量在线圈内阻中的损耗，输入电流 i_i 降至 0 A。输出电压始终保持较好的恒定度。

5 结论

本文提出了一种基于对称拓扑的 LCL 复合谐振型双向全桥 DC/DC 变换器，阐述了其工作原理，给出了相应的变换器参数设计方法。同时针对变换器的输出控制问题，采用能量注入及自由振荡控制策略，最后通过实验验证了控制策略的可行性。该技术可广泛应用于大功率双向传输场合，如电动车和可再生能源发电系统等。

表 1 系统参数表

Table1 System parameters			
parameter	value	parameter	value
$L_{rp}/\mu\text{H}$	200	$L_{rs}/\mu\text{H}$	200
$L_p/\mu\text{H}$	66	$L_s/\mu\text{H}$	66
$C_p/\mu\text{F}$	1.14	$C_s/\mu\text{F}$	1.14
U_i/V	50	R_t/Ω	20

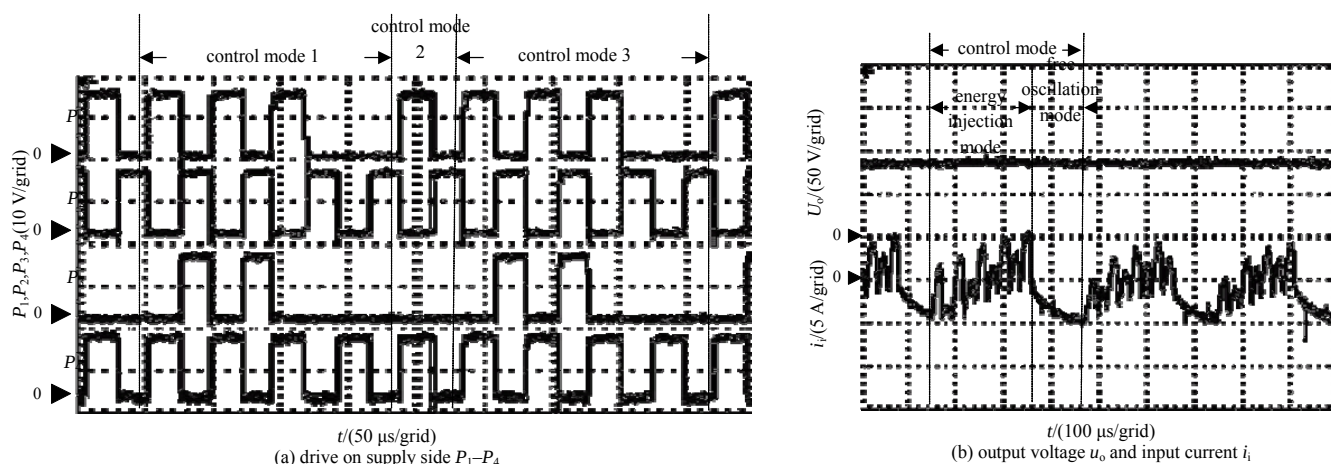


Fig.8 Experimental waveforms with energy injection and free oscillation control

图 8 能量注入及自由振荡控制的实验波形图

参考文献:

- [1] Demetriades G D, Nee H P. Characterization of the dual-active bridge topology for high power applications employing a duty-cycle modulation[C]// Power Electronics Specialists Conference. Rhodes:IEEE, 2008:2791–2798.
- [2] BAI Hua, NIE Ziling, MI C C. Experimental comparison of traditional phase-shift, dual-phase-shift, and model-based control of isolated bidirectional DC-DC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6):1444–1449.
- [3] Oggier G G, Garcia G O, Oliva A R. Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 27(4):1826–1838.
- [4] Lenke R, Mura F, De Doncker R W. Comparison of non-resonant and super-resonant dual-active ZVS-operated high-power DC-DC converters[C]// 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. Barcelona:IEEE, 2009:1–10.
- [5] Inoue S, Akagi H. A bidirectional isolated DC-DC converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system[J]. Power Electronics, 2007, 22(2):535–542.
- [6] Raveendhra Dogga, Thakur Padmanabh, Narasimha Raju B L. Design and small signal analysis of solar PV fed FPGA based closed loop control bi-directional DC-DC converter[C]// Circuits, Power and Computing Technologies(ICCPCT). Nagercoil:IEEE, 2013:283–288.
- [7] 刘海成. LLC 变换器 PSPICE 仿真的收敛性及参数优化[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2011, 9(5):651–654. (LIU Haicheng. Convergence of PSPICE simulation and optimization design for LLC resonant converter[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2011, 9(5):651–654.)
- [8] LI Xiaodong, Rathore A K. Steady-state analysis of a dual-bridge LLC inverter[C]// 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications(ICIEA). Singapore:IEEE, 2012:769–774.
- [9] JIANG Tianyang, CHEN Xiliang, ZHANG Junming, et al. Bidirectional LLC resonant converter for energy storage applications[C]// 2013 28th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC). Long Beach, CA, USA:IEEE, 2013: 1145–1151.
- [10] 戴欣, 施惠, 孙跃. 复合谐振型非接触电能双向传输模式[J]. 西南交通大学学报, 2013, 48(3):487–493, 519. (DAI Xin, SHI Hui, SUN Yue. An LCL composite resonant-type bi-directional contactless power transfer mode[J]. Journal of Southwest Jiaotong University, 2013, 48(3):487–493, 519.)
- [11] 戴欣, 孙跃, 苏玉刚, 等. 非接触电能双向推送模式研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18):55–61. (DAI Xin, SUN Yue, SU Yugang, et al. Study on contactless power bi-directional push mode[J]. Proceedings of CSEE, 2010, 30(18):55–61.)

作者简介:



施 惠(1989–), 男, 江苏省南通市人, 硕士, 研究实习员, 主要研究方向为智能电力电子技术及装置.email:shihui8903@163.com.

戴 欣(1978–), 男, 重庆市人, 博士, 教授, 主要研究方向为非接触电能传输技术.