

文章编号:1000-582X(2009)12-1386-06

电流型 CPT 系统传输功率调节方法

孙 跃,王智慧,苏玉刚,戴 欣,唐春森

(重庆大学 自动化学院,重庆 400030)

摘 要:针对现有电流型 CPT 系统初级谐振回路能量调节存在的不足,提出了一种能够实现 Buck 和 Boost 两种工作模式的电路拓扑和控制方法,从而拓宽了系统传输功率调节范围。论文对改进后的拓扑进行了建模,推导了在两种模式下传输功率与占空比的函数关系,为系统的分析和设计提供了理论依据。使用 Simulink 和 PLECS 对 PP 型 CPT 系统进行仿真,仿真结论证实了理论分析结果。

关键词:非接触电能传输;阻抗分析;谐振

中图分类号:TM131.4

文献标志码:A

Power transfer regulation mode for current fed CPT system

SUN Yue, WANG Zhi-hui, SU Yu-gang, DAI Xin, TANG Chun-sen

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400030, P. R. China)

Abstract: For the drawback of the power regulation in the existing current fed CPT system, a novel circuit topology and control method is presented, which can realize either Buck or Boost mode and can extend the power regulation scope. The improved topology is modeled, while the relations between the duty cycle and the output power for the two modes are derived for system analysis and design. Simulink and PLECS are used to simulate the PP type CPT system. The simulation results prove the theory analysis.

Key words: contactless power transfer; impedance analysis; resonant

近年来,非接触电能传输(contactless power transfer, CPT)系统以其安全性好、可靠性高、维护费用低以及环境亲和性强等优点,可以很好地适用于潮湿、水下、易燃、易爆等恶劣环境,满足移动用电设备电能灵活接入的要求^[1]。目前,国内外越来越多学者和公司开始关注非接触电能传输技术。该技术是一种新型电能传输模式,它综合应用电力电子技术、磁场耦合技术和现代控制理论等,通过初级回路和次级回路线圈间的磁场耦合实现电能从电源系统以非电气直接接触的方式向一个或多个用电设备(包括可移动用电设备)传输电能^[2-8]。

为了提供软开关条件和减少系统电磁干扰,

CPT 系统的电路拓扑结构大多采用电流型谐振逆变和电压型谐振逆变 2 种^[9-10]。电流型谐振式逆变通常采用全桥逆变^[11],在逆变电路输入电压及耦合参数一定的情况下,这种控制方式无法实现对输出功率的调节,必须在逆变器前串联一个 DC/DC 环节来调节逆变器输入电压,从而改变输出功率,这样既增加了系统的成本及控制难度,又降低了系统的效率及可靠性。基于 Buck 和 Boost 2 种模式,结合电流型 CPT 系统的特点提出一种能够灵活控制系统传输功率的电路拓扑。

笔者阐述了基于 Buck 模式和 Boost 模式调节的电流型 CPT 系统的电路拓扑和工作原理,对谐振

收稿日期:2009-10-12

基金项目:国家自然科学基金资助项目(50777071);重庆市科技攻关项目(CSTC,2008AC3089)。

作者简介:孙跃(1960-),男,重庆大学教授,博士生导师,主要从事电力电子技术及其应用,非接触电能传输技术研究,
(Tel)023-65111779; (E-mail)syue06@cqu.edu.cn.

回路进行了分析,建立了系统稳态解析模型,对系统的特性进行了分析,推导出了系统传输功率和谐振电容电压的表达式,为电流型 CPT 系统的设计和控制提供了理论依据。

1 电流型 CPT 系统电路拓扑改进

典型电流型谐振式 CPT 系统主电路拓扑如图 1 所示。从图中可以看出,因为谐振回路采用的是并联谐振,所以需要电感 L_{dc} 和直流电源 E_{dc} 构成一个准电流源。 C_p 及 L_p 构成初级回路谐振回路, R_p 是初级回路电感 L_p 的串联等效电阻, R_L 是等效负载阻抗。 L_s 及 C_s 构成次级回路谐振回路。 M 是初级回路和次级回路电感 L_p 和 L_s 之间的互感。开关 $S_1 \sim S_4$ 构成的逆变器用于将准电流源转变成高频交变脉冲电流加在初级回路的谐振回路上,从而在初级回路电感线圈中产生一个高频的交变电流。通过线圈 L_p 和 L_s 间的磁场耦合,在次级回路拾取线圈 L_s 上将感应出与 L_p 同频交变电压,该电压经变换后输出给负载。为了便于讨论,这里直接将负载连接于拾取回路。

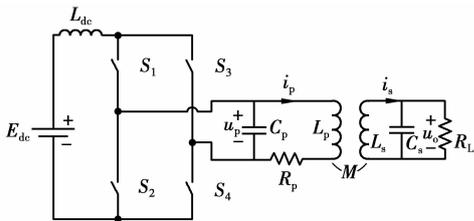
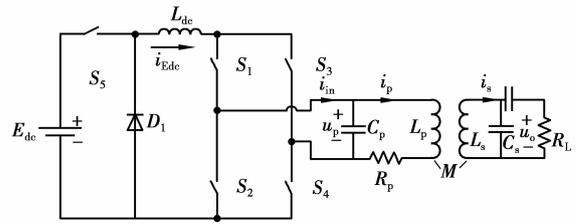


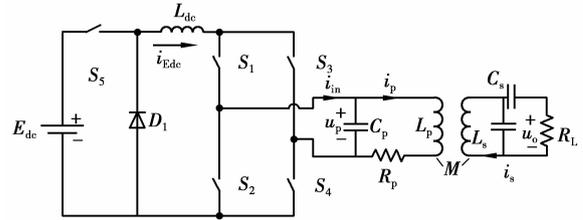
图 1 典型电流型谐振式 CPT 系统主电路拓扑

由于次级回路负载变换将引起系统谐振参数和谐振电流的变化,为了保证功率传输的容量满足负载需求,需要根据负载情况调节并联谐振回路注入电流以调节谐振电流。图 1 所示电路通过移相可以单向改变谐振回路注入电流^[12],在负载减小时无法进行调节。

论文提出的电路拓扑如图 2 所示,是在原有电路拓扑中增加了开关 S_5 和二极管 D_1 。这样,通过 E_{dc} 、 S_5 、 D_1 、 L_{dc} 和逆变桥便组成了 Buck 和 Boost 变换器。根据次级回路调谐方式的不同,电流型并联谐振式逆变可以分为初级回路和次级回路均采用并联谐振的方式,如图 2(a)所示;初级回路采用并联谐振,次级回路采用串联谐振的方式,如图 2(b)所示。为方便分析,简称第一种方式为 PP 型拓扑,第二种方式为 PS 型拓扑。



(a) 初级回路与次级回路均采用并联补偿

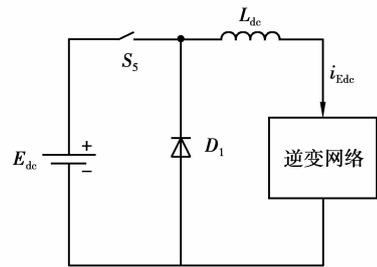


(b) 初级回路并联补偿次级回路串联补偿

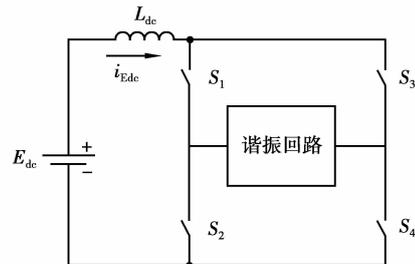
图 2 电流型 CPT 系统主电路

2 Buck 和 Boost 控制模式

图 2 所示电路的初级回路的 Buck 模式和 Boost 模式分别等效为图 3 中的(a)和(b)。图 4 所示为电路分别工作于 Buck 模式和 Boost 模式的控制时序、直流电感电流 $i_{L,dc}$ 和谐振回路注入电流 i_{in} 的原理波形图。



(a) Buck 模式



(b) Boost 模式

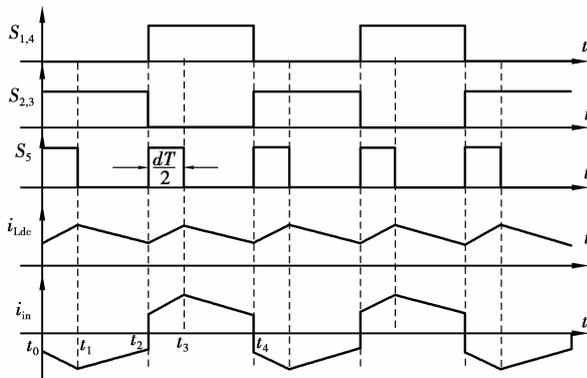
图 3 初级回路 Buck 模式和 Boost 模式等效电路

定义 Buck 模式和 Boost 模式下的占空比均为 d ,则有

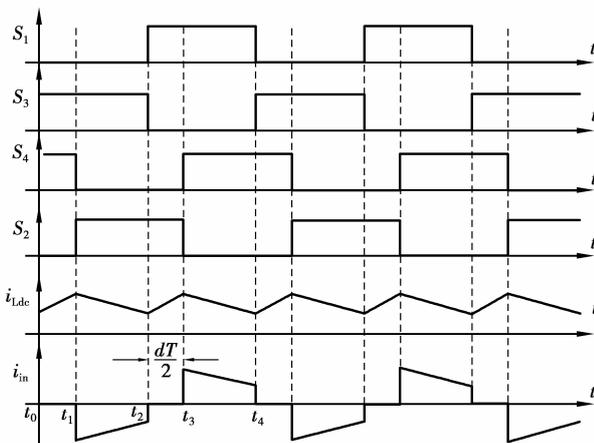
$$d = \frac{T_{on}}{T}, \quad (1)$$

式中 T_{on} 对于 Buck 模式是指 S_5 的开通时间, 对于 Boost 模式是指同一桥臂直通时间。 T 为控制周期, 也就是谐振回路的谐振周期。

由图 4(a) 所示可知, 电路工作在 Buck 模式时, 在每个周期中的时间间隔 $[t_0, t_1]$ 与 $[t_2, t_3]$ 中通过控制 S_5 开通从电源注入能量到电感 L_{dc} 中; 在时间间隔 $[t_1, t_2]$ 与 $[t_3, t_4]$ 中 S_5 关断, L_{dc} 通过 D_1 续流为谐振回路注入能量。由图 4(b) 所示可知, 电路工作在 Boost 模式时, S_5 处于长通状态, 通过逆变桥的移相控制实现 Boost 模式。在每个周期中时间间隔 $[t_0, t_1]$ 与 $[t_2, t_3]$ 中, 通过控制逆变桥同一桥臂 (如 S_1 和 S_2) 开通为电感 L_{dc} 注入能量, 另外一个桥臂关断隔离谐振回路与输入级的通路。在时间间隔 $[t_1, t_2]$ 与 $[t_3, t_4]$ 中, 充电后的电感 L_{dc} 通过谐振回路释放能量, 从而使系统的输出功率得到增强。通过控制 Boost 电路的占空比, 可以控制输入谐振回路的能量, 实现 Boost 模式。



(a) Buck 工作模式波形图



(b) Boost 工作模式波形图

图 4 开关控制时序及谐振回路注入电流原理波形

由图 4 可以看出, 在谐振周期的每个半周期的起始端进行 Buck 或 Boost 控制, 而并联谐振回路的注入为等效电流源。所以, 为了使系统工作正常, 直流电感电流需处于连续模式。Boost 模式时同一桥臂导通产生的死区与电压型移相控制策略^[13]产生的死区不同, 电流型谐振式的死区增加系统的输出功率, 而电压型谐振式的死区是为了防止电压源短路, 会在一定程度上降低输出功率。

3 稳态模型

为了获得占空比与导轨电流的解析关系, 进而获得耦合功率等与占空比的关系, 需要建立系统的稳态等效模型。为了便于分析, 假设以下条件成立

- 1) E_{dc} 为理想直流电压源;
- 2) S_1 - S_5 和 D_1 均为理想器件;
- 3) 电感和电容内阻为零。

Buck 模式的等效电路图如图 5 所示。其中, 图 5(a) 为能量注入阶段的等效电路模型, 图 5(b) 为电感续流式的等效电路模型。图中等效电压源 $v_{cp}(t)$ 为谐振回路部分的输入电压, 且

$$v_{cp}(t) = \hat{V}_{cp} \sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

式中 φ 为谐振回路的输入阻抗角。

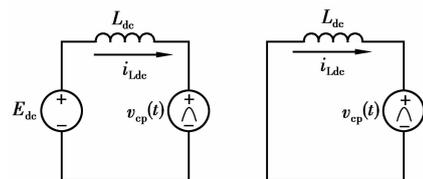


图 5 Buck 模式系统稳态等效电路模型

稳态时直流电感电流的波动周期为谐振周期的两倍, 可以通过对半个谐振周期进行分析得到其变化规律。根据图 5 和图 4(a) 可以得到 Buck 模式下系统的模型为

$$\begin{cases} E_{dc} - v_p(t) - L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = 0, & 0 \leq t \leq \frac{dT}{2}; \\ -v_p(t) - L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = 0, & \frac{dT}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (3)$$

设系统稳态时在 t_0 时刻周期初始电流为 I_0 , 在 t_1 时刻初始电流为 I_1 。则可以解出微分方程组 (3) 的分段解为

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = \frac{E_{dc}}{L_{dc}} t + \frac{V_{cp}}{\omega L_{dc}} [\cos(\omega t + \varphi) - \cos(\varphi)] + I_0, \\ 0 \leq t \leq \frac{dT}{2}. \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = \frac{\dot{V}_{cp}}{\omega L_{dc}} [\cos(\omega t + \varphi) - \cos(\omega \frac{dT}{2} + \varphi)] + I_1, \\ \frac{dT}{2} \leq t \leq \frac{T}{2}. \end{cases} \quad (5)$$

由图 4(a)可知

$$\begin{cases} i_{dc}(0) = i_{dc}(\frac{T}{2}); \\ i_{dc}(\frac{dT}{2}) = I_1. \end{cases} \quad (6)$$

由式(6)可以得到

$$\dot{V}_{cp}(d) = \frac{d\pi E_{dc}}{2\cos\varphi}. \quad (7)$$

导轨电流有效值与移相角的函数关系可表示为

$$I_p(d) = \frac{\dot{V}_{cp}(d)}{\sqrt{2} |j\omega L_p + R_p + Z_r|}, \quad (8)$$

式中 Z_r 为次级回路的反射阻抗,其表达式为

$$Z_r = \begin{cases} \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R_L}}}, \text{PP 型}; \\ \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R_L}, \text{PS 型} \end{cases}. \quad (9)$$

通过耦合磁场传输到拾取端的功率为

$$P_c = [\text{Re}(Z_r)] I_p^2, \quad (10)$$

即

$$P_c = \begin{cases} \frac{\omega^2 M^2 R_L I_p^2}{R_L^2 (\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 L_s^2}, \text{PP 型}; \\ \frac{\omega^4 C_s^2 M^2 R_L I_p^2}{(\omega^2 C_s L_s - 1)^2 + \omega^2 C_s^2 R_L^2}, \text{PS 型}. \end{cases} \quad (11)$$

为实现系统功率传输最大化,设计系统初级回路的谐振频率与次级回路频率相同^[14-15],即

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (12)$$

因此可以得到最大传输功率为

$$P_c = \begin{cases} \frac{M^2 R_L I_p^2}{L_s^2}, \text{PP 型}; \\ \frac{\omega_0^2 M^2 I_p^2}{R_L}, \text{PS 型}. \end{cases} \quad (13)$$

同理可求出 Boost 模式下谐振回路电容电压最大值为

$$\dot{V}_{cp}(d) = \frac{\pi E_{dc}}{\cos(\varphi + \frac{d}{2}\pi) + \cos(\varphi - \frac{d}{2}\pi)}. \quad (14)$$

由式(7)、(8)、(11)和(14)可知,在系统其它参数不变的情况下,可以通过控制占空比 d 调节初级回路谐振电容电压,从而调节输出功率。

当并联谐振回路谐振时,其阻抗角为零,结合式(7)和(14)可以得出

$$\begin{cases} \dot{V}_{cp}(d) = \frac{d\pi E_{dc}}{2}, \text{Buck 模式}; \\ \dot{V}_{cp}(d) = \frac{\pi E_{dc}}{2\cos(\frac{d}{2}\pi)}, \text{Boost 模式}. \end{cases} \quad (15)$$

Buck 模式和 Boost 模式中占空比的调节范围分别为(0,1]和[0,1),由式(15)可以得出 \dot{V}_{cp} 的取值范围为(0, +∞),其变化曲线图如图 6 所示。

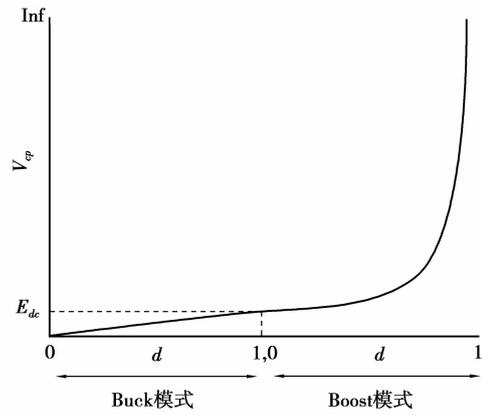


图 6 谐振电容电压幅值变化曲线

4 仿真分析

基于 Simulink 和 PLECS 搭建 PP 型 CPT 系统模型,根据表 1 所示参数,选择 110 V 直流电源进行仿真,系统处于谐振状态时的仿真波形如图 7-10 所示。其中, v_{cp} 是指初级回路谐振电容电压, i_{lp} 是指初级回路谐振回路电流, v_{G_5} 是指开关器件 G_5 的驱动脉冲, P_{RL} 是输出功率, v_{delay} 为 Boost 模式下控制同一桥臂直通的脉冲。

表 1 仿真系统主要参数取值

参 数	取 值	参 数	取 值
初级回路谐振电感 $L_p/\mu\text{H}$	30.1	初级回路谐振电容 $C_p/\mu\text{F}$	1.44
次级回路拾取电感 $L_s/\mu\text{H}$	144.6	次级回路谐振电容 $C_s/\mu\text{F}$	0.47
互感 $M/\mu\text{H}$	19	负载 R_L/Ω	160
直流电感 L_{dc}/mH	20	初级回路线圈内阻 R_p/Ω	0.01

图 7,8 所示为 Buck 模式下占空比分别为 0.6 和 1 时的系统波形图。图 7 中 v_{cp} 幅值约为 100 V, i_{lp} 幅值约为 25 A,输出功率 30 W。图 8 中 v_{cp} 幅值约为 168 V, i_{lp} 幅值约为 41 A,输出功率 82 W。从两张图中的数据可以分析出谐振电容电压幅值和谐

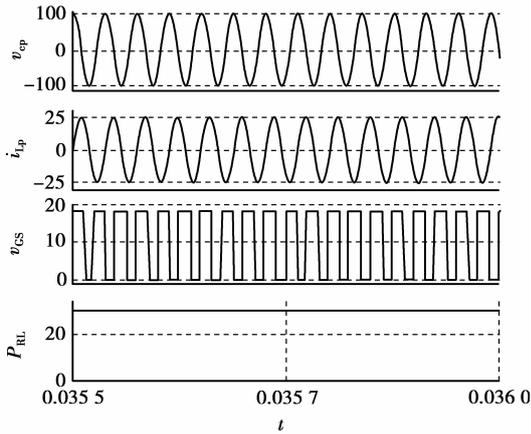


图 7 Buck 模式 $d=0.6$ 时系统波形

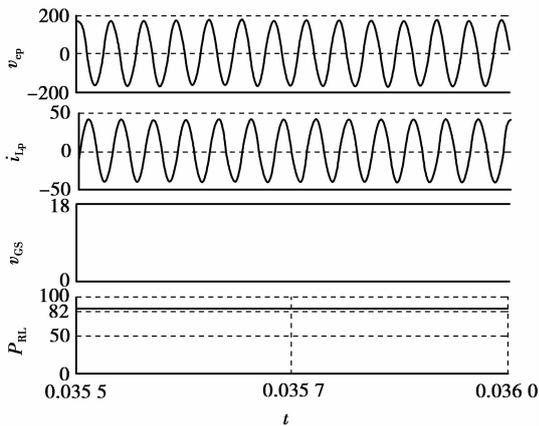


图 8 Buck 模式 $d=1$ 时系统波形

振回路电流幅值随着占空比的变化呈线性变化,系统输出功率与占空比的平方呈线性关系。由式(7)可以得出谐振回路阻抗角为零,即系统处于谐振状态,这与仿真条件是相符的。

图 9, 10 所示为 Boost 模式下占空比分别为

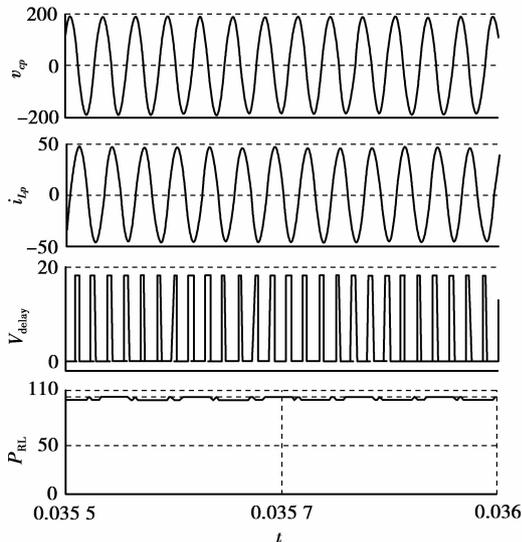


图 9 Boost 模式 $d=0.27$ 时系统波形

0.27和 0.8 时的系统波形图。图中的数据可以验证式(14)中谐振回路阻抗角为零的情况。

从图 7、10 可以看出,通过 2 种模式下调节占空比可以灵活的控制系统的输出功率,改进后的电流型 CPT 系统的拓宽了传输功率调节范围。

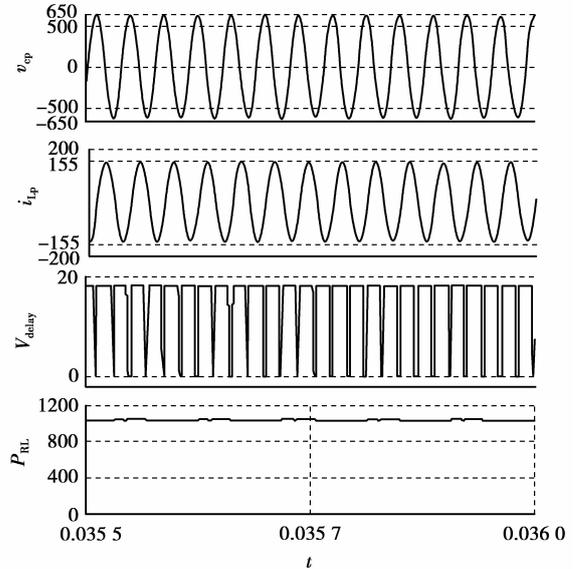


图 10 Boost 模式 $d=0.8$ 时系统波形

5 结 论

笔者对改进后的电流型 CPT 系统的 Buck 模式和 Boost 模式进行了理论推导和仿真分析。该电路拓宽了对 CPT 系统的输出功率调节范围,增加了调节的灵活性。推导出两种模式下占空比与关键参数的关系和系统输出功率与电路参数间的关系,有助于实际系统及其控制器的设计,有一定的理论意义和实用价值。

参考文献

[1] GREEN A W, BOYS J T. 10 kHz inductively coupled power transfer concept and control [C] // Fifth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Oct 26-28, 1994, London, UK. UK: IEEE, 1994: 694-699.

[2] BOYS J T, GREEN A W. Inductively coupled power transmission concept-design and application[J]. IPENZ Transmission, 1995, 22(1):1-9.

[3] KIM E S, KANG S I, YOON K H, et al. A contactless power supply for photovoltaic power generation system[C] // Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, February 24-28, 2008, Austin, Texas, USA. USA:

- IEEE, 2008;1910-1913.
- [4] BOYS J T, ELLIOTT G A, COVIC G A. An appropriate magnetic coupling co-efficient for the design and comparison of ICPT pickups [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(1): 333-335.
- [5] COVIC G A, ELLIOTT G, STIELAU O H, et al. The design of a contact-less energy transfer system - For a people mover system [C] // International Conference on Power System Technology, Dec 4-7, 2000, Perth, Australia. US: IEEE, 2000;79-84.
- [6] SAKAMOTO H, HARADA K. A novel high-power converter for noncontact charging with magnetic coupling [C] // Proceedings of 1995 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Feb 21-24, 1994, Singapore. US: IEEE, 1994; 4755-4757.
- [7] MATSUDA Y, SAKAMOTO H. Non-contact magnetic coupled power and data transferring system for an electric vehicle[J]. Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 2007, 310(2): 2853-2855.
- [8] SATOL F, MATSUKI H, KIKUCHI S, et al. A new meander type contactless power transmission system-active excitation with a characteristics of coil shape[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 1998, 34(4): 2069-2071.
- [9] WANG C S, COVIC G A, STIELAU O H. Investigating an LCL load resonant inverter for inductive power transfer applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(4): 995-1002.
- [10] HU A P, CHEN Z J, HUSSMANN S. A dynamically on-off controlled resonant converter designed for coalmining battery charging applications [C] // International Conference on Power System Technology, Oct 13-17, 2002, Kunming, China. China: IEEE, 2002;1039-1044.
- [11] 孙跃, 李良, 戴欣, 等. 电流型全桥软开关变换器的离散映射建模与仿真[J]. 电工技术学报, 2005, 20(6): 23-27.
- SUN YUE, LI LIANG, DAI XIN, et al. Discrete mapping modeling and simulation of a full bridge current-fed soft-switching converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(6): 23-27.
- [12] 苏玉刚, 王智慧, 孙跃, 等. 非接触供电移相控制系统建模研究[J]. 电工技术学报, 2008, 23(7): 92-97.
- SU YU-GANG, WANG ZHI-HUI, SUN YUE, et al. Modeling of contactless power transfer systems with a phase-shifted control method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2008, 23(7): 92-97.
- [13] 杜军, 周雒维, 陆治国. 带饱和电感的移相全桥 PWM 变换器软开关分析[J]. 重庆大学学报, 2004, 27(1): 53-57.
- DU JUN, ZHOU LUO-WEI, LU ZHI-GUO. Soft-switching analysis phase-shifted-FB-ZVS-PWM DC-DC converter with saturable inductor [J]. Journal of Chongqing University, 2004, 27(1): 53-57.
- [14] 孙跃, 王智慧, 戴欣, 等. 非接触电能传输系统的频率稳定性研究[J]. 电工技术学报, 2005, 20(11): 56-59.
- SUN YUE, WANG ZHI-HUI, DAI XIN, et al. Study of frequency stability of contactless power transmission system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(11): 56-59.
- [15] 苏玉刚, 唐春森, 孙跃, 等. 非接触供电系统多负载自适应技术[J]. 电工技术学报, 2009, 24(1): 153-157.
- SU YU-GANG, TANG CHUN-SEN, SUN YUE, et al. Load adaptive technology of contactless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(1): 153-157.

(编辑 侯湘)