

文章编号:1000-582X(2011)02-038-06

DC-AC 型非接触电能传输系统变换器设计

王智慧, 孙跃, 戴欣, 唐春森

(重庆大学自动化学院, 重庆 400044)

摘要:提出了适用于 DC-AC 型非接触电能传输(CPT)系统的新型电路拓扑,并采用不对称 DC-AC 变换器实现了该新型拓扑。该拓扑简化了 DC-AC 型 CPT 系统的电路结构,简化了和系统的控制方式,减少了次级回路电能变换的损耗,提高了整体系统的效率和功率密度。介绍了采用该变换器的电路拓扑和控制策略,对采用该变换器后的 CPT 系统进行了建模,并在此基础上对系统进行仿真研究,给出了实验结果,对分析和仿真结果进行了验证。

关键词: DC-AC 型 CPT 系统; 不对称 DC-AC 变换器; 软开关

中图分类号: TM131.4

文献标志码: A

Design of converter of DC-AC type contactless power transfer system

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

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: A new type of circuit topology for DC-AC type contactless power transfer(CPT) system is proposed, and the asymmetric DC-AC convert is used to imply the new topology. The topology simplifies the circuit and control of DC-AC type CPT system, reduces the power loss of power conversion of secondary circuit, and improves the overall efficiency and power density of the system. This paper presents the topology of the converter and investigated its control strategy. A model of the system has been derived, with which the system is simulated and studied. The measured experimental results have verified the theoretical and simulation results.

Key words: DC-AC type CPT system; asymmetric DC-AC converter; soft switching

随着电力电子技术的发展和电能变换技术需求的提高,CPT 技术以其独特的优点得到了快速发展,如旋转机构的 CPT 技术^[1]、CPT 系统中的软开关逆变拓扑^[2]、太阳能发电系统中的 CPT 技术^[3]、单轨列车中的 CPT 技术^[4]、CPT 系统耦合系数^[5]、混合动力电动车驱动^[6]、混合动力电动车的电能双向非接触传输^[7]、电动车三相 CPT 系统等方面的研究^[8]。另外在轨道交通^[9]和医疗电子^[10]方面也有较多的应用。CPT 系统由初级回路和次级回路 2 部分组成。初级回路将原级电源系统电能形式转换

为高频电能,次级回路将耦合到的高频电能转换为用电设备所需的电能形式,2 个回路通过高频磁场耦合实现电能传递。

在 CPT 系统中,将原级电源系统为直流,用电设备电源为交流的系统定义为 DC-AC 型 CPT 系统。实现这种类型 CPT 系统的传统电路拓扑结构框图如图 1 所示,初级回路采用 DC-DC 和 DC-AC 2 个变换环节实现恒频恒幅^[11]的高频电流^[12],次级回路需要 AC-DC^[13]、DC-DC^[14]、DC-AC 3 个变换环节实现高频电能到负载所需电能形式的变换^[15]。次

收稿日期:2010-07-25

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

作者简介:王智慧(1980),男,重庆大学博士,主要从事电力电子技术及其应用、非接触电能传输技术方向研究,
(Tel)13512388098; (E-mail) wzh008@gmail.com。

级回路中的 DC-DC 环节和 DC-AC 逆变环节存在较大损耗,增加了系统成本。并且随着次级回路数量和功率的增加,系统的整体效率降低。次级回路的直流储能环节存在不少缺点,如体积大、价格高、寿命有限等,并且减低了系统的功率密度。DC-AC 逆变环节多采用 SPWM 方式,存在高频开关损耗,使得系统的损耗增大,效率降低。

结合 DC-AC 型 CPT 系统的特点,提出如图 2 所示的电路拓扑结构,并提出相应的控制方法。从图中可以看出,与传统 DC-AC 型 CPT 系统相比,新型拓扑从初级回路中减少了 DC-DC 环节,在次级回路中减少了电容 C_2 、 C_3 、DC-DC 环节和逆变环节,解决了该类型系统传统电路拓扑的结构复杂、功率密度低、成本高和效率较低等问题。

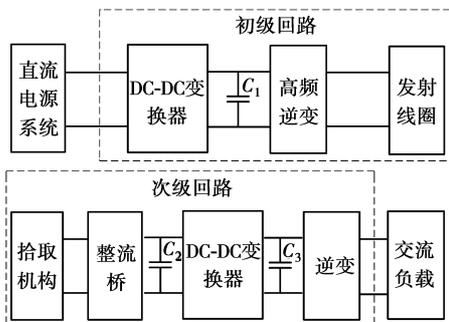


图 1 传统 DC-AC 型的 CPT 系统框图

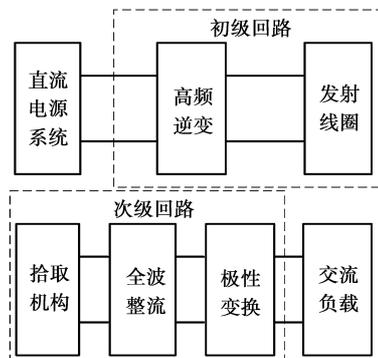


图 2 新型 DC-AC 型的 CPT 系统框图

1 电路拓扑和模态分析

图 3 所示为采用适用于新型 DC-AC 型 CPT 系统的一种电路拓扑,初级回路采用不对称 DC-AC 变换器,次级回路中减少了直流储能环节和直流调压环节。初级回路由直流电源 V_1 、开关管 S_1 和 S_2 、快恢复二极管 D_1 、调谐电容 C_p 和电感 L_p 组成。次级回路由耦合线圈 L_s 、调谐电容 C_s 、整流桥(由快恢复二极管 $D_2 \sim D_5$ 组成)、逆变桥(由 $S_3 \sim S_6$ 组成)、滤波电路(由滤波电感 L_f 和滤波电容 C_f 组成)和负载

R_L 组成。初级回路和次级回路通过电感 L_p 和 L_s 耦合传递能量。

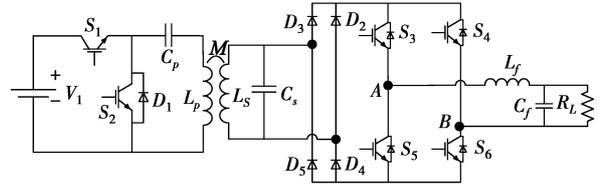


图 3 采用不对称 DC-AC 变换器的 CPT 电路原理图

系统的原理波形如图 4 所示, $u_m(t)$ 为调制信号, $u_c(t)$ 为直角梯形载波信号,梯形的上边长为下边长的 1/2。 $u_{S_1}(t)$ 为开关管 S_1 的驱动脉冲, $u_{S_2}(t)$ 为开关管 S_2 的驱动脉冲, $i_{L_p}(t)$ 为流过电感 L_p 的电流波形, $u_{S_4, S_5}(t)$ 为开关管 S_4 和 S_5 的控制波形, $u_{S_3, S_6}(t)$ 为开关管 S_3 和 S_6 的控制波形, $v_{AB}(t)$ 为图 2 中 A、B 点的电压波形, $v_{R_L}(t)$ 为负载 R_L 上的电压波形。

设 $u_{S_1}(t)$ 的每个脉冲宽度为 δ , $u_c(t)$ 的频率为 f_c , 周期为 T_c , 最大值为 V_c 。 $u_m(t)$ 的表达式为

$$u_m(t) = V_m \sin(2\pi f_m t) \quad (1)$$

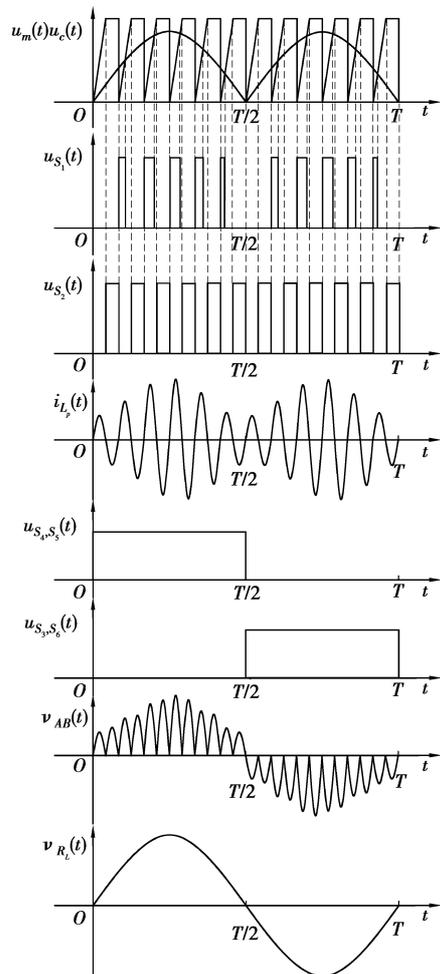


图 4 系统原理波形

则在 $u_m(t)$ 的 1 个周期中, δ 的表达式为

$$\delta_n \approx \frac{1}{2} \alpha T_c \sin\left(\frac{2\pi(n-1)}{N}\right), \quad (2)$$

其中: α 为调制度, 即 $\alpha = \frac{V_m}{V_c}$, $\alpha \in (0, 1]$; $N =$

$$\frac{f_c}{f_m}; n \in [1, N].$$

则在 S_1 的每个开关周期中输入电压的平均值为

$$V_n = \frac{1}{2} \alpha V_1 \sin\left(\frac{2\pi(n-1)}{N}\right). \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 谐振网络的注入电压是按正弦频率变化的, 且通过调节调制度 α (即改变调制波的幅值) 就可调节系统的输入, 从而改变系统的输出。

由图 4 所示的原理波形可知, 次级回路得到的电压波形与初级回路电感 L_p 中的电流波形相同, 经过整流、换向和滤波后得到负载所需的交流电源。从图 4 中可以看出, $S_3 \sim S_6$ 的工作频率与输出电压频率相同, 并且工作在 ZVS 条件下, 理论上开关器件的动态损耗为零。与 SPWM 方式相比大大减少了系统的开关损耗和产生的干扰, 降低了系统对开关器件的要求。同时, 由于直流电容的减少, 次级回路的体积和成本都得以减小。

2 稳态建模分析

为研究系统设计中各参数之间的关系和对系统进行数值分析, 下面对系统进行稳态建模分析。由图 4 可以看出 $v_{R_L}(t)$ 1 个周期的波形是关于点 $(\frac{T}{2}, 0)$ 对称的。结合其它曲线可以看出, 通过对输出 $v_{R_L}(t)$ 的 1/2 周期进行分析, 避免了对 $S_3 \sim S_6$ 组成的换向桥进行分析, 减少了电路的开关模态。

对图 2 所示电路进行如下假设

1) 所有开关器件均为理想器件, 忽略开关器件通态电压降和切换过渡时间, 以采用电压控电流源和电流控电压源来等效代换开关网络和二极管整流桥。

2) 电压源和电容内阻为零, 不考虑电感的杂散电容。

3) 滤波电感 L_f 的电流是连续的。

经以上假设, 系统电路可进一步等效为图 5 所示的电路。其中, 初级回路的电源等效为 $V_1 s(t)$, $s(t)$ 的表达式如下

$$s(t) = \begin{cases} 1, & t \in [(n-1)T_c, (n-1)T_c + \delta_n]; \\ 0, & t \in [(n-1)T_c + \delta_n, nT_c]. \end{cases} \quad (3)$$

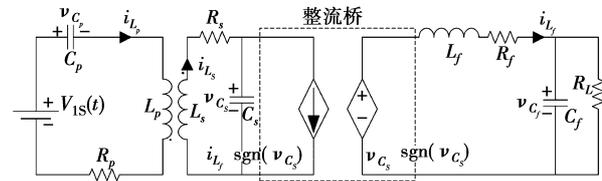


图 5 系统等效电路原理图

次级回路中的全桥不可控整流电路的输出极性由调谐电容电压 v_{C_s} 的极性确定, 因此用符号函数 $\text{sgn}(v_{C_s})$ 描述整流切换过程, 其中,

$$\text{sgn}(v_{C_s}) = \begin{cases} 1, & v_{C_s} \geq 0; \\ -1, & v_{C_s} < 0. \end{cases} \quad (4)$$

基于上述假设, 根据基尔霍夫定律对图 5 所示电路进行分析, 可以得出等效电路的微分方程组

$$\begin{cases} \frac{di_{L_p}}{dt} = \frac{1}{\alpha} s(t) V_1 - \frac{1}{\alpha} v_{C_p} - \frac{M}{\alpha L_s} v_{C_s} - \frac{R_p}{\alpha} i_{L_p} - \frac{MR_s}{\alpha L_s} i_{L_s}; \\ \frac{dv_{C_p}}{dt} = \frac{1}{C_p} i_{L_p}; \\ \frac{di_{L_s}}{dt} = \frac{1}{\beta} s(t) V_1 - \frac{1}{\beta} v_{C_p} - \frac{L_p}{M\beta} v_{C_s} - \frac{R_p}{\beta} i_{L_p} - \frac{R_s L_p}{M\beta} i_{L_s}; \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} = -\frac{1}{C_s} i_{L_s} + \frac{1}{C_s} \text{sgn}(v_{C_s}) i_{L_f}; \\ \frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{1}{L_f} \text{sgn}(v_{C_s}) v_{C_s} - \frac{R_f}{L_f} i_{L_f} - \frac{1}{L_f} v_{C_f}; \\ \frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{1}{C_f R_L} v_{C_f} - \frac{1}{C_f} i_{L_f}. \end{cases} \quad (5)$$

$$\text{其中: } \alpha = \frac{L_p L_s - M^2}{M}; \beta = \frac{L_p L_s - M^2}{L_s}.$$

由式(3)和式(4)可知, 电路有 4 个模态, 分别为

$$\begin{cases} S_1, \text{On} & v_{C_s} \geq 0; \\ S_1, \text{On} & v_{C_s} < 0; \\ S_1, \text{Off} & v_{C_s} \geq 0; \\ S_1, \text{Off} & v_{C_s} < 0. \end{cases} \quad (6)$$

将图 5 中的电容电压和电感电流作为状态变量, 由式(5)和式(6)可以将系统的状态空间描述为

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_i \mathbf{x} + \mathbf{B}_i \mathbf{u}, \quad (i = 1, 2, 3, 4), \quad (7)$$

其中, $\mathbf{x} = [i_{L_p} \quad v_{C_p} \quad i_{L_s} \quad v_{C_s} \quad i_{L_f} \quad v_{C_f}]^T$, $\mathbf{u} = V_1$ 。式中的状态矩阵 \mathbf{A}_i 和 \mathbf{B}_i 分别为

$$\mathbf{A}_{1,3} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{\alpha} & -\frac{1}{\alpha} & -\frac{MR_s}{\alpha L_s} & -\frac{M}{\alpha L_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_p}{\beta} & -\frac{1}{\beta} & -\frac{R_s L_p}{M\beta} & -\frac{R_s L_p}{M\beta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_s} & 0 & \frac{1}{C_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f R_L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_{2,4} = \begin{bmatrix} -\frac{R_p}{\alpha} & -\frac{1}{\alpha} & -\frac{MR_s}{\alpha L_s} & -\frac{M}{\alpha L_s} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_p} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_p}{\beta} & -\frac{1}{\beta} & -\frac{R_s L_p}{M\beta} & -\frac{R_s L_p}{M\beta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{C_s} & 0 & -\frac{1}{C_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} & -\frac{1}{L_f} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_f} & \frac{1}{C_f R_L} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{1,2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\alpha} & 0 & \frac{1}{\beta} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$\mathbf{B}_{3,4} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T.$$

系统的输出为 v_{c_f} , 所以系统状态空间描述的输出方程为

$$y = \mathbf{C}x, \quad (8)$$

式中 $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1]$ 。

由式(7)可以得出系统的状态转移方程, 采取采样时间 $t = T$, 将状态方程离散化, 可以得到系统的离散映射模型迭代方程为

$$x_{n+1} = \Phi_i(T)x_n + \Phi_{im}(T)u, \quad (9)$$

$$y_n = \mathbf{C}x_n. \quad (10)$$

其中, $\Phi_i(T) = e^{A_i T}$, $\Phi_{im}(T) = \int_0^T e^{A_i(T-\tau)} B_i d\tau$ 。

3 仿真分析

结合上述模型对系统进行数值仿真研究。设直角梯形载波频率为 20 kHz, 调制波频率为 50 Hz, 调制度为 0.75。设计系统参数如表 1 所示。其中, L_p 的内阻 R_p 为 0.01 Ω , L_s 的内阻为 0.1 Ω , R_f 为 0.2 Ω 。

表 1 电路参数表

参数	单位	值	参数	单位	值
V_1	V	100	L_s	μH	330
C_p	μF	2	C_s	μF	0.192
L_p	μH	31.67	L_f	mH	50
M	μH	10.21	C_f	μF	20
R_L	Ω	200			

图 6 所示是时基为 10 ms 时的初级回路电感 L_p 的电流波形, 从图中可以看出电流曲线的外包络线近似于 2 个正弦半波, 与分析的原理波形相同。次级回路电感 L_s 通过电磁感应得到波形相同次级输入电动势。图 7 为该电流的展开图, 从图中可以看出这种包络线为正弦半波的波形是由很多幅值按正弦半波规律变化的正弦波组成。这就有利于减少非接触供电系统磁耦合环节的高次谐波干扰。

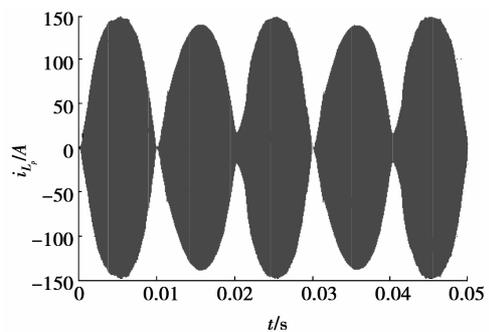


图 6 L_p 电流波形

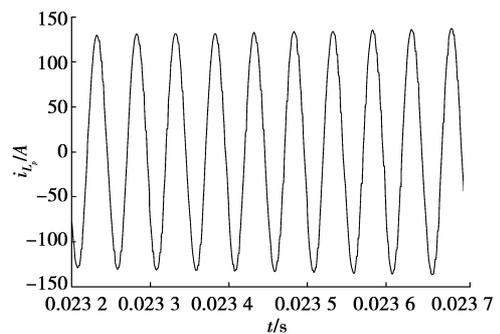
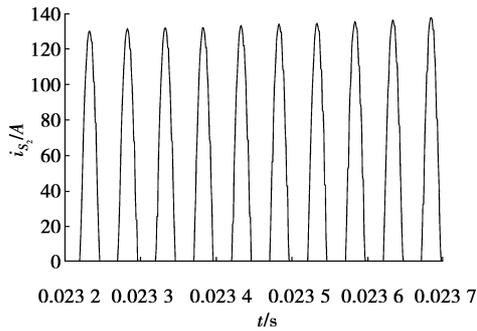
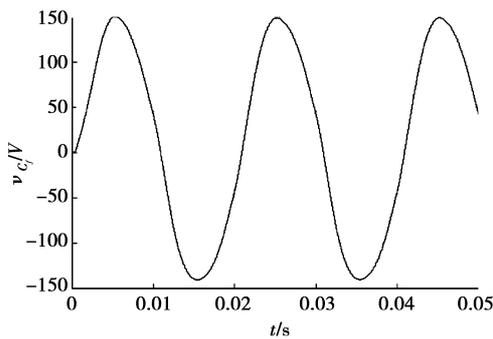


图 7 L_p 电流波形展开图

S_2 的电流波形如图 8 所示。在 1 个谐振周期开始时刻, S_1 开通, 为谐振回路注入能量, 当 S_1 关闭后谐振回路通过 D_1 续流, 直至电流为零时开通 S_2 , 当电流反向为零时关闭 S_2 , 所以 S_2 是工作在软开关状态的。

图 9 所示为输出滤波电容 C_f 的电压波形(即负载电压波形), 从图中可以看出输出波形是比较接近正弦的。由于输出滤波器的存在, 实际的输出波形与图 6 的电流包络线波形相比会产生少许相移。

图 8 S_2 电流波形展开图图 9 C_j 电压波形展开图

次级回路中 $S_3 \sim S_6$ 的切换发生在图 9 所示波形的过零点,实际电路中由于控制精度和速度等原因可能出现偏差。但由于切换仍然发生在零点附近,而且开关频率与负载供电频率相同,远低于 SPWM 开关频率。这不但降低了对器件的要求,而且减少了损耗,提高了系统效率。

4 实验结果

采用与仿真电路相同的电路参数进行实验验证,初级回路的直流源电压为 40 V。系统中的关键参数测试波形如图 10~13 所示。

图 10 为实测的电感 L_p 的电流波形,从波形图上看其包络线比较接近正弦半波。波形的少许畸变是由于 CPT 系统的磁耦合属于松耦合,负载移动时耦合电感 M 容易变换引起的。图中 3 个波形的时间宽度为 30 ms,即每个正弦半波包络线周期为 10 ms,这与设计是相同的。

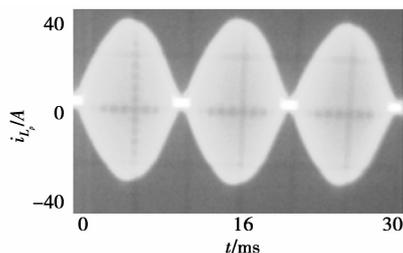
图 10 发射线圈 L_p 电流实验波形

图 11 为图 10 的展开波形图,每个高频振荡周期中的电流波形基本接近正弦波,且周期约为 $50 \mu\text{s}$,即频率为 20 KHz,这与直角梯形载波频率相同。

图 12 为给出了通过电感 L_p 和 S_2 的电流波形,从图中可以看出,当 L_p 中的电流处于能量注入或者通过 D_1 续流时, S_2 中的电流几乎为零。当 L_p 中的电流反向流过 S_2 时, S_2 中的电流是从零开始增加,并在电流为零时关断。

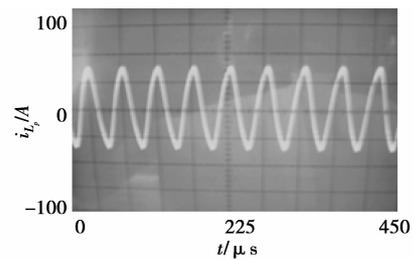
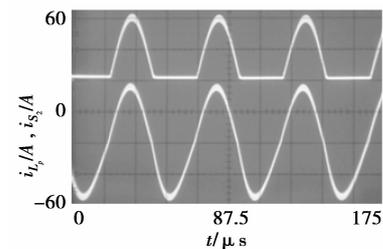
图 11 发射线圈 L_p 电流波形展开图图 12 S_2 和 L_p 电流实验波形

图 13 为负载端得到的交流电压波形,从图中可以看出次级回路输出的是频率为 50 Hz 的正弦交流电。

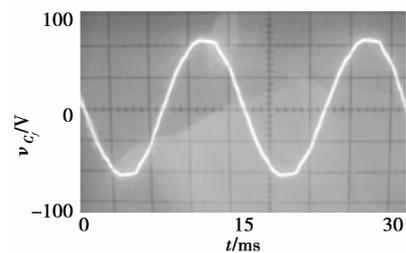


图 13 负载电压波形

5 总结

提出了适合 DC-AC 型 CPT 系统的电路拓扑,并采用不对称 DC-AC 变换器实现了在 CPT 系统次级回路的直接 AC-AC 变换,消除了在为交流负载供电时次级回路采用传统方式存在的一些缺陷,降低了次级回路对开关器件的要求,提高了系统的功率密度,提升了系统的整体效率,具有一定的理论意义

和实用价值。

参考文献:

- [1] PASTERGIU K D, MACPHERSON. An airborne radar power supply with contactless transfer of energy - Part I: Rotating transformer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(5): 2874-2884.
- [2] WANG Z, SUN Y, SU Y, et al. Study on soft-switched inversion topology of contactless power transfer system[C/OL]//7th World Congress on Intelligent Control and Automation, Chongqing, June 25-27, 2008 [2008-08-08]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4593423.
- [3] KIM E, KANG S, YOON K, et al. A contactless power supply for photovoltaic power generation system [C/OL]//23rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin, TX, February 24-28, 2008 [2008-05-16]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4522988.
- [4] 戴欣, 孙跃. 单轨行车新型供电方式及相关技术分析[J]. 重庆大学学报:自然科学版, 2003, 26(1): 50-53.
DAI XIN, SUN YUE. Novel power supply method and technology analysis for electrified monorail system[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science, 2003, 26(1): 50-53.
- [5] 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.
- [6] 杜雪飞, 孙跃. 混合电动车及其电气驱动系统[J]. 重庆大学学报:自然科学版, 2002, 25(9): 59-62.
DU XUE-FEI, SUN YUE. Hybrid electric vehicle and its electrical drive system[J]. Journal of Chongqing University: Natural Science, 2002(09): 59-62.
- [7] THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K. A contactless bi-directional power interface for plug-in hybrid vehicles [C/OL]//Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, MI, September 7-10, 2009 [2009-10-20]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=5289820.
- [8] COVIC G A, BOYS J T, KISSIN M L, et al. A three-phase inductive power transfer system for roadway-powered vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(6): 3370-3378.
- [9] ELLIOTT G, RAABE S, COVIC G A, et al. Multi-phase pickups for large lateral tolerance contactless power-transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1590-1598.
- [10] HAMICI Z, ITTI R, CHAMPIER J. A high-efficiency power and data transmission system for biomedical implanted electronic devices[J]. Measurement Science & Technology, 1996, 7(2): 192-201.
- [11] 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): 58-59.
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): 58-59.
- [12] CHEN G, SUN Y, DAI X, et al. On piecewise control method of contactless power transmission system [C/OL]//27th Chinese Control Conference, Kunming, Yunnan, China, July 16-18, 2008 [2008-08-22]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=4605313.
- [13] SERGEANT P, VAN B A. Inductive coupler for contactless power transmission[J]. Electric Power Applications, 2008, 2(1): 1-7.
- [14] HU A P, CHEN Z J, HUSSMANN S, et al. A dynamically on-off controlled resonant converter designed for coal mining battery charging applications [C/OL]//International Conference on Power System Technology, Kunming, October 13-17, 2002 [2002-12-10]. http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=1047558.
- [15] GREEN A W. Modeling a push-pull parallel resonant convertor using generalized state-space averaging. Electric Power Applications[J]. IEEE Proceedings, 1993, 140(6): 350-356.

(编辑 侯湘)