

电力与传动控制

基于电压源型 LCL 谐振网络的 WPT 系统软开关技术

陈 江, 刘华东, 乐文韬, 罗剑波, 范 伟
(中车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: WPT 技术应用于大功率领域时, 系统的运行频率和功率等级较高, 开关损耗较大, 而软开关技术是降低开关损耗的有效途径之一。文章基于电压源型 LCL 谐振网络系统特性, 提出一种软开关设计方法, 完成死区范围的合理选择。实验证明, 该方法能够实现一次侧逆变器的零电压开通 (ZVS), 有效降低开关损耗, 提高传输效率。

关键词: 无线电能传输 (WPT); LCL 谐振网络; 逆变器; 软开关

中图分类号: TM724

文献标识码: A

文章编号: 2096-5427(2018)03-0033-05

doi:10.13889/j.issn.2096-5427.2018.03.007

Soft-switching Technology for WPT System Based on Voltage Source LCL Resonant Network

CHEN Jiang, LIU Huadong, LE Wentao, LUO Jianbo, FAN Wei
(CRRC Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: When applying WPT technology in high power field, where operating frequency and power level of the system are higher, bigger switching losses is frequently observed. Soft switch technology is one of the effective ways to reduce switching loss. This paper proposed a method of soft-switching design based on the system characteristics of voltage source LCL resonance network, and made a proper choice for the dead time. Experimental results proved that the method can realize zero voltage switching (ZVS) of the primary inverter, reduce switching loss and improve the efficiency of the system effectively.

Keywords: wireless power transfer; LCL resonant network; inverter; soft switch

0 引言

无线电能传输 (wireless power transfer, WPT) 技术在小功率场合的应用已经非常成熟, 受到国内外专家学者的广泛关注和研究, 但是该技术在大功率场合 (如轨道电力牵引供电) 的应用相对较少。传统的轨道电力牵引主要是通过接触网或者第三轨进行供电。对于接触网供电方式而言, 摩擦、腐蚀、火花以及绝缘等问题都会使系统的供电可靠性与安全性降低, 并且大风及冰雪天气也可能会造成悬挂在空中的接触网故障。WPT 技术能够避免直接的电气接触, 传输距离基本可以满足轨道

电力牵引供电需要, 且随着传输功率增大、效率不断提高, 其在该领域极具应用前景^[1-2]。

当 WPT 应用在大功率场合时, 一次侧开关管承受的电压、电流幅值等级较高, 带来的损耗也较大, 因此, 一次侧逆变器是否能够实现零电压开通 (zero voltage switch, ZVS) 对系统效率的提升非常重要。在一次侧逆变器的 ZVS 设计过程中, 必然要考虑最佳死区时间的选择: 死区时间过大, 将导致反并联二极管续流结束后, 上下开关管结电容反向充放电, 传递的能量减小, 系统传输效率降低; 而死区时间过小, 开关管结电容没有足够的充放电时间, 反并联二极管无法导通, 不能实现开关管 ZVS, 开关损耗增加, 系统传输效率也降低, 且易造成上下管的直通现象, 因此死区的合理选择成为 WPT 系统软开关设计的关键所在。

收稿日期: 2017-10-09

作者简介: 陈江 (1989-), 男, 工程师, 主要从事无线电能传输控制技术研究。

基金项目: 国家重点研发计划 (2017YFB1201003)

目前国内针对 WPT 系统软开关的研究主要集中在系统阻抗容感性对软开关的影响方面^[3-5], 涉及软开关具体设计的资料很少, 尤其缺乏死区范围选择的相关研究。本文针对基于电压源型 LCL 谐振网络的 WPT 系统提出一种软开关设计方法, 介绍其死区范围选择过程, 并采用 SiC 模块搭建了 WPT 实验样机, 以验证该方法的可靠性。

1 WPT 系统

本文研究的 WPT 系统主电路如图 1 所示, 该系统基于 LCL 谐振网络设计, 包括直流电源、一次侧逆变器、LCL 谐振网络、串联谐振网络、高频整流器和负载, 通过一次侧 LCL 谐振网络与二次侧串联谐振网络间的电磁耦合实现电能传输, 同时通过这两个网络的参数合理配置实现恒压输出 (即输出电压与负载无关)。

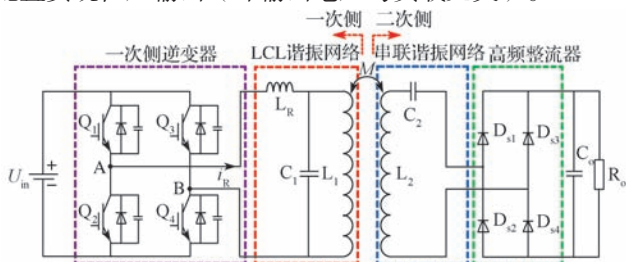


图 1 WPT 系统主电路

Fig. 1 Circuit of the WPT system

(1) 直流电源: 负责提供稳定直流电压, 实际系统中可由三相交流电经整流滤波得到。

(2) 一次侧逆变器: 负责将直流电压转换为指定频率的方波电压, 由于系统具有高频、功率等级高特点, 该部分的开关管选用 SiC MOSFET。

(3) LCL 谐振网络: 负责对一次侧逆变器输出进行滤波和无功补偿, 并向二次侧发射高频交流磁场, 通过电磁耦合在二次侧绕组中产生高频交流电流; 同时可通过网络中的参数配置调整一次侧绕组电流, 并使一次侧绕组保持恒流。

(4) 串联谐振网络: 负责完成二次侧无功补偿, 并接收一次侧发射绕组发射的高频交流磁场。

(5) 高频整流器: 负责将二次侧接收到的高频交流电流转换为直流电。

2 系统运行模态分析

在进行系统软开关设计之前, 需分析 WPT 系统的工作过程, 特别是一次侧逆变器的 ZVS 过程。如图 1 所示, WPT 系统的固有谐振频率点 ω_0 应满足

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1 L_1}} = \sqrt{\frac{1}{C_1 L_R}} = \sqrt{\frac{1}{C_2 L_2}} \quad (1)$$

式中: L_1 ——一次侧自感; L_2 ——二次侧自感; L_R ——

谐振电感; C_1 ——一次侧谐振电容; C_2 ——二次侧谐振电容。

当系统工作在固有谐振频率 ω_0 时, 输出波形如图 2 所示, 其中: $G_1 \sim G_4$ 分别为开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的驱动脉冲电压, u_{AB} 为 A、B 端点间电压波形, $u_{C1} \sim u_{C4}$ 分别为 $Q_1 \sim Q_4$ 的结电容电压, i_R 为逆变器输出电流。

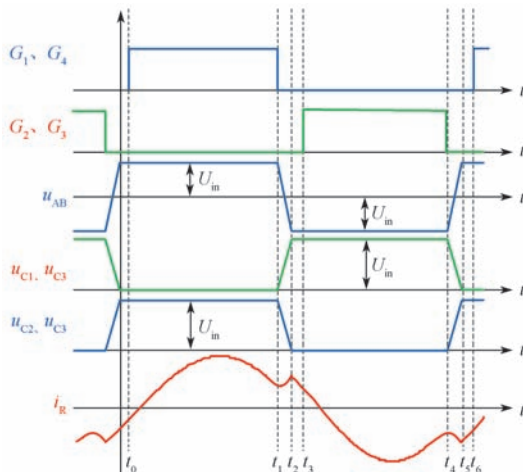


图 2 系统工作波形

Fig. 2 Working waveforms of the WPT system

根据系统工作特点, 可将单个周期 T 分为 6 个阶段, 即 $t_0 \sim t_6$ 。由于后半周期的工作模态与前半周期的类似, 故只分析前半周期 $t_0 \sim t_3$ 工作模态, 其每个阶段的等效电路如图 3 所示 (对于 WPT 系统而言, 二次侧映射到一次侧的阻抗可等效为 R_{eq})。

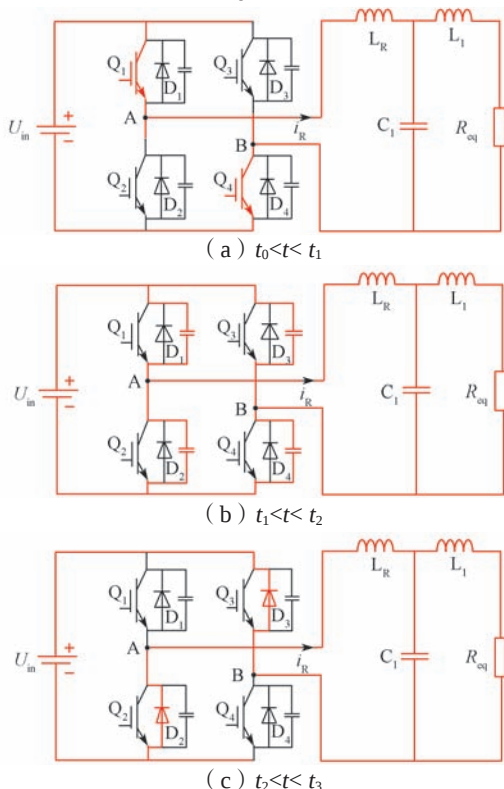


图 3 各工作阶段的系统等效电路

Fig. 3 Equivalent circuits of each working stage

(1) 阶段 1 ($t_0 < t < t_1$)

t_0 时刻, Q_1 和 Q_4 开通, Q_2 和 Q_3 保持关断状态, 逆变器输出电流 i_R 流过 Q_1 和 Q_4 , 逆变器输出电压保持高电平, 且幅值与电源电压一致; 系统运行频率等于固有谐振频率 ω_0 , C_1 分别与 L_R 、 L_1 发生谐振, 对于方波中的谐波 (主要是 3 次、5 次) 电压成分, 系统阻抗不为 0, 因此逆变器输出电流为基波、3 次谐波和 5 次谐波的叠加, 波形类似于正弦波, 相位略滞后于方波电压。

(2) 阶段 2 ($t_1 < t < t_2$)

t_1 时刻, Q_1 和 Q_4 关断, Q_2 和 Q_3 仍保持关断状态, 死区开始, Q_1 和 Q_4 的结电容由逆变器输出电流 i_R 充电, 同时 Q_2 和 Q_3 的结电容沿 i_R 放电, 直到结电容电压降为 0 V 时, 逆变器输出电压由高电平降为低电平, 幅值与电源电压一致, 二极管 D_2 和 D_3 导通续流, 为 Q_2 和 Q_3 的零电压开通创造了条件。

(3) 阶段 3 ($t_2 < t < t_3$)

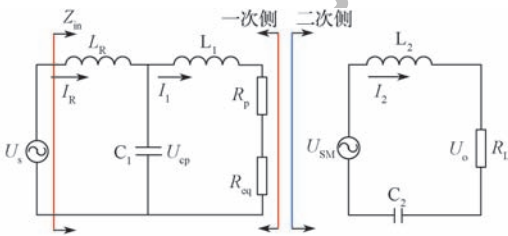
t_2 时刻, Q_1 , Q_4 (Q_2 , Q_3) 的结电容充 (放) 电结束, $Q_1 \sim Q_4$ 保持关断状态, 二极管 D_2 和 D_3 开始续流, 直到死区结束, Q_2 和 Q_3 零电压开通, 逆变器输出电压保持低电平。

3 软开关设计

根据 WPT 系统工作特点, 本节基于等效电路模型和开关管开关过程分析对死区范围进行理论推导。WPT 系统电路模型如图 4 所示, 忽略其一次侧内阻 (即 $R_p = 0$), 则系统输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = j\omega L_R + \frac{j\omega L_1 + R_{eq}}{j\omega C_1 R_{eq} - \omega^2 L_1 C_1 + 1} \quad (2)$$

式中: ω ——系统运行角频率。



U_s ——方波电压; U_{SM} ——互感电动势; M ——互感; I_R ——逆变器输出电流; I_1 ——一次侧绕组电流; I_2 ——二次侧绕组电流; ω_n ——归一化角频率; R_p ——一次侧绕组等效内阻; R_L ——等效负载

图 4 WPT 系统电路模型

Fig. 4 Circuit model of the WPT system

一次侧逆变器开关管的开关过程如图 5 所示, 存在以下几个过程:

- (1) 从上管脉冲下降沿触发 (死区开始) 到上管驱动, 耗时 T_{doff} , 时间长短只与器件本身特性有关;
- (2) 从上管驱动到开关器件响应, 耗时 T_{delay} ;
- (3) 从上管响应关断到上 (下) 管的结电容充 (放)

电结束, 耗时 T_1 ;

- (4) 从下管的反并联二极管续流开始 (结电容充电结束) 到结束, 耗时 T_c ;
- (5) 从下管脉冲 (死区结束) 上升沿触发到驱动, 耗时 T_{don} , 其值只与器件本身特性有关。

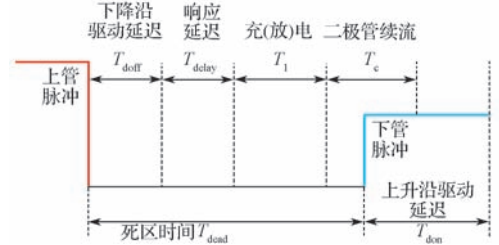


图 5 开关管开关过程

Fig. 5 Actual turn-on-turn-off process

3.1 软开关启动条件

若要系统一次侧满足 ZVS 启动, 需要同时满足以下 2 个条件:

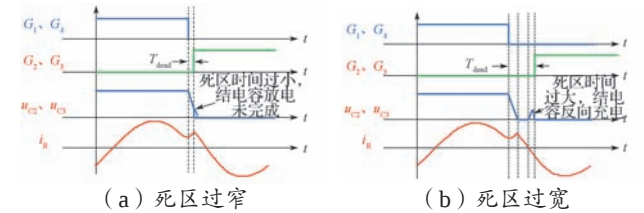
- (1) 下管驱动信号到达时刻位于上 (下) 管结电容充 (放) 电结束之后, 即:

$$T_{doff} + T_{delay} + T_1 < T_{dead_min} + T_{don} \quad (3)$$

- (2) 下管驱动信号到达时刻位于下管反并联二极管续流结束之前, 即:

$$T_{dead_max} + T_{don} < T_{doff} + T_{delay} + T_1 + T_c \quad (4)$$

死区过窄 ($T_{doff} + T_{delay} + T_1 > T_{dead_min} + T_{don}$), 将造成开关管开通时其结电容还未放电至零, 无法实现零电压开通, 如图 6 (a) 所示; 死区过宽 ($T_{dead_max} + T_{don} > T_{doff} + T_{delay} + T_1 + T_c$), 将造成开关管续流结束后结电容反向充电, 无法实现零电压开通, 如图 6 (b) 所示。



(a) 死区过窄 (b) 死区过宽

图 6 非 ZVS 开通时的工作波形

Fig. 6 Working waveforms of the WPT system without zero voltage switch

3.2 死区范围计算

对于同一个逆变器模块, T_{don} , T_{doff} , T_{delay} 为固定值, T_1 , T_c 为变化量 (需要计算)。

(1) 放电时间 T_1 的计算

上 (下) 管充 (放) 电阶段结束时刻, 逆变器输出电流 i_R 的瞬时值为关断电流 i_{off} 值。如果近似认为充放电阶段放电电流 i_c 保持不变, 同一桥臂的上 (下) 管充 (放) 电过程类似, 依据 KCL 定律, 放电电流则约为关断电流 i_{off} 的一半。根据电容充电过程规律, 充放电时间 T_1 满足

$$T_1=2C_{oss}\Delta U/i_{off} \tag{5}$$

式中： ΔU ——放电阶段结电容端电压变化值，与直流电源电压 U_s 相等； C_{oss} ——结电容，查开关管数据手册可得。

(2) 续流时间 T_c 的计算

单周期内，逆变器输出电流 i_R 的峰值为 I_{pk} ，续流时间 T_c 满足式 (6) 要求：

$$I_{pk}\sin(\omega_0T_c)=i_{off} \tag{6}$$

化简式 (6) 可得

$$T_c=\arcsin\left(\frac{i_{off}}{I_{pk}}\right)\div\omega_0\approx\frac{i_{off}}{I_{pk}}\div\omega_0 \tag{7}$$

综上可知，充放电时间和续流时间的计算关键在于关断电流 i_{off} 和电流峰值 I_{pk} 。

(3) i_{off} 和 I_{pk} 的计算

根据 LCL 谐振网络的工作特点，假设充放电阶段 i_R 保持不变，可近似认为 i_{off} 等于 i_R 在 $t=T/2$ 时刻的瞬时值，而 I_{pk} 为 i_R 在单周期内的最大值，因此求取 i_{off} 和 I_{pk} 的关键在于 i_R 。

由于电源 U_s 为 50% 占空比的方波电压，对其进行傅里叶展开可得（假设基波相位为 0° ）

$$u_s=\frac{4}{\pi}U_d\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin3\omega t+\frac{1}{5}\sin5\omega t+\cdots+\frac{1}{n}\sin(n\omega t)\right) \tag{8}$$

式中： U_d ——直流电压值； n ——谐波次数。

为了简化分析，本文只考虑 1、3、5 次谐波，则电源 U_s 可展开为

$$u_s=\frac{4}{\pi}U_d\left(\sin\omega t+\frac{1}{3}\sin3\omega t+\frac{1}{5}\sin5\omega t\right) \tag{9}$$

电源可看作基波、3 次谐波、5 次谐波这 3 个独立激励源的叠加，即

$$u_s=u_{s(1)}+u_{s(3)}+u_{s(5)} \tag{10}$$

其中：

$$u_{s(n)}=\frac{4}{\pi}U_d\left(\frac{1}{n}\sin(n\omega t)\right) \tag{11}$$

结合系统在不同次谐波下的阻抗，有

$$Z_{in(n)}=\frac{R_{eq}\left(1-\omega_n^2\right)^2+\omega_n^2R_{eq}\left(2-\omega_n^2\right)+j\omega_n\omega_nL_1\left(1-\omega_n^2\right)\left(2-\omega_n^2-\frac{1}{Q^2}\right)}{\left(1-\omega_n^2\right)^2+\left(\omega_n\omega_nC_1R_{eq}\right)^2} \tag{12}$$

式中： Q ——一次侧品质因数， $Q=\omega_0L_1/R_{eq}$ 。
则系统在各激励源下的逆变器输出电流为

$$i_{R(n)}=\frac{u_{s(n)}}{Z_{in(n)}} \tag{13}$$

根据叠加定理，逆变器输出总电流 i_R 满足

$$i_R=i_{R(1)}+i_{R(3)}+i_{R(5)} \tag{14}$$

4 实验验证

基于上述分析，采用 SiC 模块搭建 WPT 实验样机^[6-7]，其主电路及参数取值分别如图 7 和表 1 所示。通过理论计算完成死区选择然后基于软开关完成系统恒压功能验证。其中，WPT 系统中的变压器采用可分离结构，基于给定空间大小、自（互）感需求及系统额定功率，完成磁芯（材料、形状、大小）及绕组参数（材料、匝数、线径）的选择；通过 Maxwell 软件搭建变压器模型，进行有限元仿真，完成变压器的自（互）感理论预测，并在实物的基础上进行微调，最终完成变压器设计。

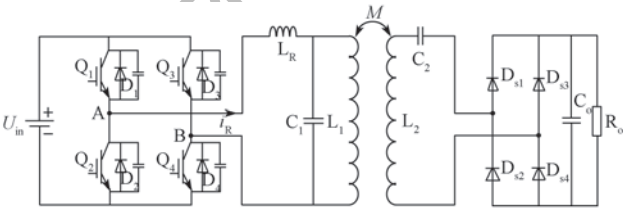


图 7 WPT 实验主电路

Fig. 7 Experimental main circuit of the WPT system

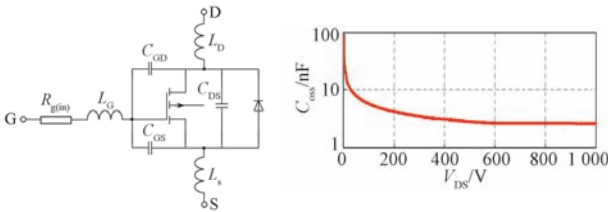
表 1 实验参数

Tab. 1 Experimental parameters

U_{in}/V	$L_R/\mu H$	$C_1/\mu F$	R_o/Ω	$L_2/\mu H$	f_s/kHz	$L_1/\mu H$	$C_2/\mu F$	$M/\mu H$
400	25.2	0.4	10	86	50	25.2	0.118	25

4.1 软开关功能验证实验

当 SiC MOSFET 结电容端电压幅值为 400 V（即 $V_{DS}=400\text{ V}$ ）时，结电容 $C_{oss}=C_{DS}+C_{GD}=3\text{ nF}$ ，如图 8 所示^[6-7]。



(a) SiC MOSFET 结构 (b) 结电容随 V_{DS} 变化特性
图 8 输出结电容

Fig. 8 Output junction capacity

根据器件手册，下降沿脉冲驱动延迟 $T_{doff}=640\text{ ns}$ 、器件响应延迟 $T_{delay}=323\text{ ns}$ 、上升沿脉冲驱动延迟 $T_{don}=387\text{ ns}$ ；另经计算求得： $i_{off}=11.2\text{ A}$ ， $I_{pk}=63.8\text{ A}$ 。根据式 (5)、式 (7) 可得：充放电时间 $T_1=178.5\text{ ns}$ ，续流时间 $T_c=561.7\text{ ns}$ 。结合式 (3)、式 (4)，如果要实现软开关，死区时间的取值范围需满足：

$$T_{dead}>(T_{doff}+T_{delay}+T_1-T_{don})=640+323+178.5-387=754.5\text{ ns}$$

$T_{\text{dead}} < (T_{\text{doff}} + T_{\text{delay}} + T_1 + T_{\text{C}} - T_{\text{don}}) = 1\,316.2\text{ ns}$

即死区时间满足：

$754.5\text{ ns} < T_{\text{dead}} < 1\,316.2\text{ ns}$

本文分别选择死区时间为 $0.5\text{ }\mu\text{s}$ 、 $1\text{ }\mu\text{s}$ 、 $1.5\text{ }\mu\text{s}$ 进行试验，结果如图 9 所示。

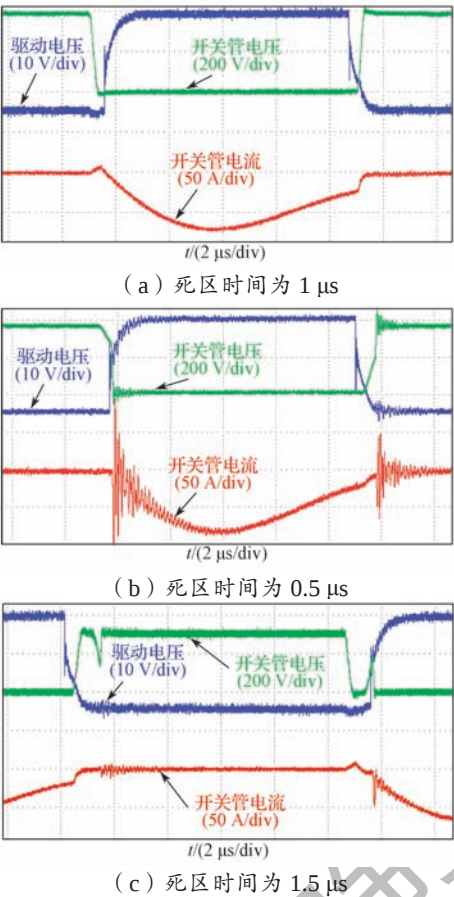


图 9 软开关功能实验波形
Fig. 9 Waveforms of the soft switch test

死区过窄 ($0.5\text{ }\mu\text{s}$) 时，开关管开通时其结电容还未放电完毕；死区过宽 ($1.5\text{ }\mu\text{s}$) 时，开关管续流结束后，结电容反向充放电，这两种情况均无法实现零电压开通。当死区时间选择 $1\text{ }\mu\text{s}$ 时，系统传输效率为 93.3%，高于死区时间为 $0.5\text{ }\mu\text{s}$ 的 (91%) 和死区时间为 $1.5\text{ }\mu\text{s}$ 的 (91.5%)。

4.2 恒压输出功能实验

选择死区时间为 $1\text{ }\mu\text{s}$ ，保持其他参数不变，负载分别选择 $5\text{ }\Omega$ 、 $10\text{ }\Omega$ 、 $15\text{ }\Omega$ 和 $20\text{ }\Omega$ 进行实验，实验结果如表 2 所示。4 种负载情况下系统均能实现软开关，

表 2 恒压输出功能实验结果

Tab. 2 Results of the constant-voltage output function test

负载 / Ω	直流电源电压 /V	输出电压 /V	输出功率 /kW	传输效率
5	377	365	26.6	94.1%
10	379	384	14.7	93.3%
15	381	388	10	93.5%
20	382	392	7.7	92.9%

且负载大小对输出电压几乎没有影响（波动范围小），即系统保持恒压输出特性^[8-9]。

5 结语

本文针对 WPT 系统应用过程中的软开关技术进行研究，分析其工作模式，并提出了一种软开关设计方法，计算其合理的死区范围。实验证明，该方法能够实现一次侧逆变器开关管的零电压开通，有效降低开关损耗，提高传输效率。后续为了实现系统的工程化应用，下一步将针对其动态充电过程中的耦合参数变化、电磁防护、稳定控制等方面展开研究。

参考文献：

[1] 麦瑞坤, 刘野然. 基于最优等效负载控制的感应电能传输系统效率优化方法研究 [J]. 中国电机工程学报, 2016, 36 (23): 6468-6470.

MAI R K, LIU Y R. Studies of Efficiency Optimization Methods Based on Optimal Equivalent Load Control in IPT Systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36 (23): 6468-6470.

[2] BOYS J T, COVIC G A, GREEN A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems [J]. Proceeding of IEE Electric Power Applications, 2000, 174(1): 37~43.

[3] 戴欣, 孙跃. 无线电能传输技术 [M]. 北京: 科学出版社, 2016: 1-14, 86-100.

[4] 杨光伟. 电动汽车无线供电系统的逆变器软开关控制技术 [D]. 重庆: 重庆大学, 2016.

[5] 马晓晴. 一种最小电压跟踪的感应电能传输系统调频调谐方法 [J]. 电工技术学报, 2016, 31 (1): 33-37.

MA X Q. A Minimum Voltage Tracking Based Receiver's Resonant Frequency Tracking Technique for Inductive Power Transfer Systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(1): 33-37.

[6] 漆宇, 李彦涌. SiC 功率器件应用现状及发展趋势 [J]. 大功率变流技术, 2016 (5): 1-6.

QI Y, LI Y Y. Application Status of SiC Power Device and Its Development Tendency [J]. High Power Converter Technology, 2016(5): 1-6.

[7] 刘可安, 李诚瞻. SiC 器件技术特点及其在轨道交通中的应用 [J]. 大功率变流技术, 2016 (5): 13-17.

LIU K A, LI C Z. Characteristics of SiC Device and Its Application in Railway Traction [J]. High Power Converter Technology, 2016(5): 13-17.

[8] KEELING N, COVIC GRANT A, HAO F, et al. Variable Tuning in LCL Compensated Contactless Power Transfer Pickups [C] //Energy Conversation Congress and Exposition. IEEE, 2009: 1826~1832.

[9] HUANG C Y, BOYS J T, COVIC G A. LCL Pick-up Circulating Current Controller for Inductive Power Transfer Systems [C] // Energy Conversion Congress and Exposition. IEEE, 2010:640~646.