

旋转式无线电能传输系统设计与特性研究

蔡秀凡¹, 陈锐²

(1. 中国平煤神马集团帘子布公司, 河南 平顶山 467002;

2. 江苏省煤矿电气与自动化工程实验室, 中国矿业大学, 江苏 徐州 221116)

摘要: 为解决现有旋转设备滑环供电模式存在的不足, 设计并研究了一种旋转式无线电能传输系统。同时设计了一种嵌套式磁路耦合机构, 并进行了仿真和实验验证。据此磁路机构研究了一种 LCC/S 型谐振补偿无线供电系统结构, 阐述了系统参数设计方法, 并对 LCC/S 型补偿网路的工作特性进行了深入的研究分析; 最后搭建了实验平台, 对理论分析、电路设计的正确性进行了验证。

关键词: 无线电能传输; 旋转; 磁路耦合机构; 谐振补偿网络

Research on design and characteristics of rotary wireless power transfer system

CAI Xiufan¹, CHEN Rui²

(1. Shenma Industrial Co LTD Tyrecord Fabric Company, Pingdingshan 467002, China; 2. Jiangsu Province Laboratory of Mining Electric and Automation, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221116, China)

Abstract: A rotary wireless power transfer system is designed and studied in order to solve the deficiency of the current power supply mode of rotating device garland. A nested magnetic circuit coupling mechanism is designed and simulated and tested. According to the magnetic circuit mechanism, the structure of an LCC/S type resonant compensation wireless power transfer system is studied, the design method of system parameters is expounded, and the working characteristics of the LCC/S type compensation network are studied and analyzed. Finally, an experimental platform was built to verify the correctness of theoretical analysis and circuit design.

Key words: wireless power transfer; rotary; magnetic circuit coupling mechanism; resonant compensation network

0 引言

无线电能传输技术由于实现了受电设备在无线条件下的灵活、安全和绿色环保供电, 克服了传统有线电能传输方式存在的一系列缺点和不足, 成为目前世界科技工作者的研究热点^[1-2]。

目前, 在旋转运动中需要供电的场合(如石油钻井、雷达、风力发电机和直升机旋翼等), 仍旧使用传统接触式汇流环供电。虽然环芯和电刷等这些关键零部件的加工工艺的发展已取得一

系列显著成就, 但仍存在如下问题: ①汇流环对电接触材料在化学、机械和电接触等性能方面要求较高; ②接触式汇流环对加工工艺需求较高, 制造难度较高; ③接触式汇流环固定部分与转动部分之间相互接触研磨导致材料磨损、振颤及偏心等问题。因此, 实现旋转设备无线供电, 可实现无磨损、寿命长和安装要求低等要求, 而且无线供电方式在安全性、气密性和防水性方面更加优越。

对于旋转式电气设备无线供电技术,文献[3]设计了一个磁心为圆筒状的旋转变压器,在最高转速4 000 r/min下,最大输出功率可达1 000 W;文献[4]中,研究人员设计了一种运用在离心机供电上的无线电能传输系统,在5 mm的传输距离下,系统工作频率为125 kHz,整机具有11 W功率的输出能力,效率保持在55%以上;新西兰奥克兰大学运用感应式无线电能传输技术对旋转式设备无线供电进行相关研究^[5]。研究设计了一种双定子通孔的感应式旋转非接触无线电能传输系统,在连续旋转的工况下可保持稳定的输出电压;哈尔滨工业大学设计了一种可用于航天器的旋转无线电能传输系统^[6],磁路耦合机构的效率为98%以上,在85 kHz的工作频率下,系统可实现3 kW的输出功率;南京航空航天大学科研团队研究了一种三相旋转式无线供电系统^[7],并搭建了一台输出功率为200 W的原理样机。

然而,目前旋转设备无线供电技术的研究还比较欠缺,产品的应用化进程相对缓慢。本文设计了一种旋转式无线供电系统,首先对系统磁路耦合机构进行了设计,运用磁场仿真软件设计了旋转式磁路耦合机构;然后对谐振补偿拓扑的结构原理及工作特性进行了分析与研究;最后为验证本系统的正确性和可行性,搭建了系统的仿真平台和实物验证平台。

1 旋转式无线电能传输系统磁路耦合机构设计

本文提出并研究的旋转式无线电能传输系统采用同轴嵌套式拼接式磁路耦合结构。同时,根据旋转WPT系统磁路机构空间大小的设计要求,本文将外环磁路机构的一次外环内径设为10 cm,二次内环外径为6 cm,内环与外环的间距为2 cm。通过仿真分析,在本文的能量传输和空间限制的条件下,本系统的磁路机构一次发射线圈磁心采用10块,每隔36°放置;二次接收线圈磁心采用6块,每隔60°放置,其仿真模型如图1所示。

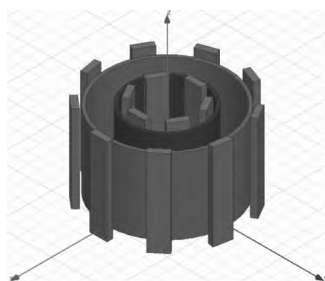


图1 磁路耦合机构

Fig. 1 Electromagnetic coupling mechanism

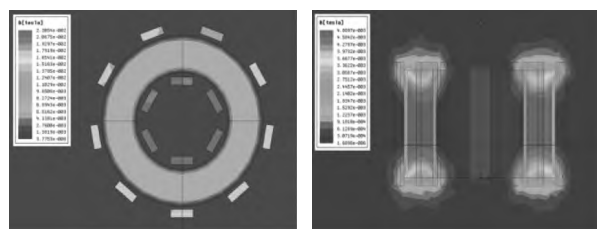
磁路耦合机构仿真参数见表1。

表1 磁路耦合机构仿真参数

Tab. 1 Electromagnetic coupling simulation parameters

参数	数值	参数	数值
二次外径/cm	6	导线直径/mm	2.5
二次内径/cm	10	二次自感/μH	137.18
二次匝数	24	二次自感/μH	109.07
一次匝数	24	互感/μH	87.11
磁心尺寸/cm×cm×cm	9×1.5×0.5	一二次高度/cm	9

磁路机构的平面磁感应分布如图2所示。



(a) 俯视图

(b) 主视图

图2 磁场分布云图

Fig. 2 Magnetic field distribution

由图2可知,此磁路机构结构中磁心不会出现磁饱和现象,符合设计要求。

根据设计的磁路耦合机构及选取的导线和磁心材料,制作出本文旋转无线供电磁路耦合机构的样机,如图3所示。

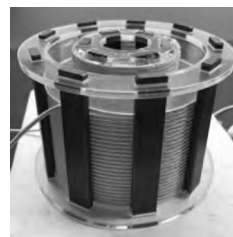


图3 磁路耦合机构

Fig. 3 Electromagnetic coupling mechanism

测得制作完成的磁路机构参数见表2。

表2 磁路耦合机构参数

Tab. 2 Parameters of Electromagnetic coupling mechanism

结构参数	数值	电气参数	数值
二次侧磁心间隔度	60	一次侧自感 / μH	130.1
二次侧磁心间隔度	36	二次侧自感 / μH	107.2
二次侧匝数	24	互感侧 / μH	84.11
一次侧匝数	24	一次侧内阻 / Ω	0.182
利兹线	0.1 $\times$ 350 股	二次侧内阻 / Ω	0.163
磁心尺寸 /cm	9 $\times$ 1.5 $\times$ 0.5		

2 LCC/S拓扑结构与特性分析

基于前文设计制作的磁路耦合机构和LCC/S型谐振补偿网络,设计LCC/S型旋转式无线供电系统拓扑结构图,如图4所示。

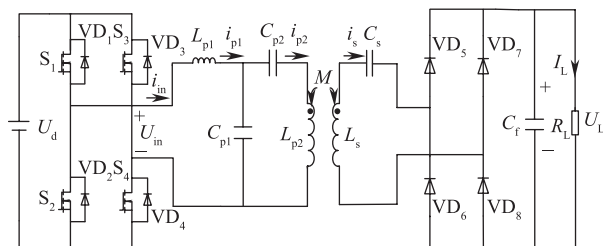


图4 LCC/S型无线供电系统

Fig. 4 LCC/S type WPT system

图4中, U_d 为输入直流电压源; $S_1 \sim S_4$ 为开关管MOSFET构成的全桥逆变电路; $VD_1 \sim VD_4$ 为寄生体反并联二极管; L_{p1} 、 C_{p1} 和 C_{p2} 分别为一次侧补偿电感和补偿电容,一起构成了一次侧LCC补偿网络; M 为一次侧发射线圈和二次侧接收线圈之间的互感; L_{p2} 为一次侧发射线圈; L_{p1} 、 C_{p1} 、 C_{p2} 和 L_{p2} 一起构成了一次侧复合谐振网络。二次侧由接收线圈 L_s 与串联补偿电容 C_s 构成二次侧串联谐振网络;整流二极管 $VD_5 \sim VD_8$ 与滤波电容 C_f 构成不控整流滤波电路; U_{in} 为逆变桥输出电压; i_{p2} 、 i_s 和 i_{in} 分别为发射线圈电流、接收线圈电流和全桥逆变器输出电流; R_L 为系统等效负载电阻; U_L 和 I_L 分别为系统整流滤波输出电压和电流。

基于互感耦合原理,图4系统电路简化为如图5所示。

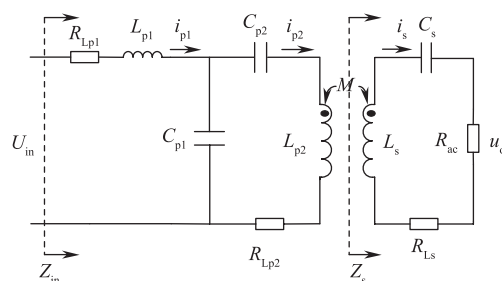


图5 LCC/S系统模型等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of LCC/S type WPT system

图5中, R_{ac} 为整流滤波电路和负载电阻 R_L 的等效纯阻性负载, $R_{ac} = \pi^2 R_L / 8$; R_{Ls} 、 R_{Lp2} 和 R_{Lp1} 分别为接收线圈的内阻、发射线圈内阻和一次侧补偿电感内阻; U_{in} 为全桥逆变电路的基波电压有效值; Z_s 为接收侧电路总阻抗; Z_{in} 为系统的总输入阻抗。

全桥逆变电路的基波电压有效值为

$$U_{in} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d \quad (1)$$

接收侧电路总阻抗为

$$Z_s = R_{ac} + R_{Ls} + j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} \quad (2)$$

发射侧反射阻抗

$$Z_r = \frac{(\omega M)^2}{Z_s} \quad (3)$$

系统发射端的等效电路模型如图6所示。

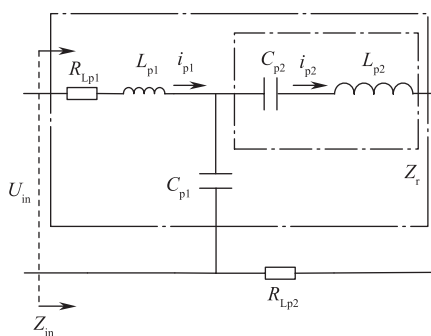


图6 发射端等效电路

Fig. 6 Transmitter equivalent circuit

由图6得系统的总输入阻抗为

$$Z_{in} = R_{Lp1} + j\omega L_{p1} + \frac{1}{j\omega C_{p1} + \frac{1}{j\omega L_{p2} + R_{Lp2} + Z_r + \frac{1}{j\omega C_{p2}}}} \quad (4)$$

从系统的谐振角度出发,配置系统接收线圈电感 L_s 与接收侧谐振补偿电容 C_s ,共同组成串联谐振回路;系统发射端补偿电感 L_{p1} 与系统发射端并联补偿电容 C_{p1} 组成谐振回路;系统发射端线圈电感 L_{p2} 、系统发射端补偿电容 C_{p2} 和系统发射端并联补偿电容 C_{p1} 组成谐振回路,三组谐振回路的谐振频率均相同,满足如下关系

$$\begin{cases} \omega L_{p1} = \frac{1}{\omega C_{p1}} \\ \omega L_{p2} - \frac{1}{\omega C_{p2}} = \frac{1}{\omega C_{p1}} \\ \omega L_s = \frac{1}{\omega C_s} \end{cases} \quad (5)$$

采用式(5)对LCC/S型谐振网络进行参数配置时,由于谐振补偿电容 C_{p2} 的存在,发射端线圈的电感 L_{p2} 将大于谐振补偿电感 L_{p1} ,所以令

$$L_{p1} = \lambda L_{p2} \quad (0 < \lambda < 1) \quad (6)$$

将式(6)代入(5)中得

$$\begin{cases} C_{p2} = \frac{1}{(1-\lambda)\omega^2 L_{p2}} \\ C_{p1} = \frac{1}{\lambda\omega^2 L_{p2}} \\ C_s = \frac{1}{\omega^2 L_s} \end{cases} \quad (7)$$

再将式(7)代入式(2)、式(4)中得

$$\begin{cases} Z_s = R_{ac} + R_{Ls} \\ Z_r = \frac{(\omega M)^2}{R_{ac} + R_{Ls}} \\ Z_{in} = R_{Lp1} + \frac{(\lambda\omega L_{p2})^2}{R_{Lp2} + Z_r} \end{cases} \quad (8)$$

由基尔霍夫定律可得LCC输入端电流、发射端线圈电流和接收端线圈电流为

$$\begin{cases} \dot{I}_{p1} = \frac{\dot{U}_{in}}{Z_{in}} \\ \dot{I}_{p2} = \frac{\frac{1}{j\omega C_{p1}} \dot{I}_{p1}}{\frac{1}{j\omega C_{p1}} + \frac{1}{j\omega C_{p2}} + j\omega L_{p2} + Z_r + R_{Lp2}} \\ \dot{I}_s = \frac{j\omega M \dot{I}_{p2}}{Z_s} \end{cases} \quad (9)$$

分别将式(7)和式(8)代入式(9)中,化简得

$$\begin{cases} \dot{I}_{p1} = \frac{\dot{U}_{in}}{Z_{in}} \\ \dot{I}_{p2} = \frac{-j\lambda\omega L_{p2} \dot{U}_{in}}{Z_{in}(R_{Lp2} + Z_r)} \\ \dot{I}_s = \frac{\lambda\omega^2 L_{p2} M \dot{U}_{in}}{Z_{in} Z_s (R_{Lp2} + Z_r)} \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可得LCC/S型谐振补偿拓扑的输出电压为

$$\dot{U}_o = \dot{I}_s R_{ac} = \frac{\lambda\omega^2 L_{p2} M \dot{U}_{in} R_{ac}}{Z_{in} Z_s (R_{Lp2} + \frac{(\omega M)^2}{R_{ac} + R_{Ls}})} \quad (11)$$

则输出电压增益为

$$G_v(\omega) = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{in}} \right| = \left| \frac{\lambda\omega^2 L_{p2} M R_{ac}}{Z_{in} Z_s (R_{Lp2} + \frac{(\omega M)^2}{R_{ac} + R_{Ls}})} \right| \quad (12)$$

考虑到无线供电系统中发射线圈和接收线圈的品质因数较高,线圈内阻相对较小,当忽略发射线圈、接收线圈和谐振补偿电感的内阻时,式(8)可简化为

$$\begin{cases} Z_s = R_{ac} \\ Z_r = \frac{(\omega M)^2}{R_{ac}} \\ Z_{in} = R_{ac} \left(\frac{\lambda L_{p2}}{M} \right)^2 \end{cases} \quad (13)$$

因此,式(9)可简化为

$$\begin{cases} \dot{I}_{p1} = \frac{\dot{U}_{in}}{R_{ac}} \left(\frac{M}{\lambda L_{p2}} \right)^2 \\ \dot{I}_{p2} = \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega L_{p1}} \\ \dot{I}_s = \frac{\dot{U}_{in} M}{R_{ac} L_{p2}} \end{cases} \quad (14)$$

则LCC/S型谐振补偿网络的输出电压可简化为

$$\dot{U}_o = R_{ac} \dot{I}_s = \frac{\dot{U}_{in} M}{L_{p1}} \quad (15)$$

3 系统工作频率对输入阻抗和输出电压的影响

由上述可知,当LCC/S型补偿拓扑采用所述的参数配置方法时,LCC/S型谐振补偿网络的输出电压具有负载无关性,系统输入也具有单位功率因数特性。本节将探究不同系统工作频率对拓扑的输入阻抗和输出电压特性的影响。

由式(11)可得LCC/S型输出电压有效值 U_o 为

$$U_o = \left| \frac{\lambda \omega^2 L_{p2} M \dot{U}_{in} R_{ac}}{Z_{in} Z_s (R_{Lp2} + \frac{(\omega M)^2}{R_{ac} + R_{Ls}})} \right| \quad (16)$$

为便于分析和验证传输网络的工作特性,可由上节设计制作的磁路机构参数按照如式(5)所示参数设计方法得到传输网络的其他元件参数。则基于互感模型的LCC/S型谐振补偿拓扑的系统参数见表3。

表3 LCC/S型ICPT系统参数

Tab. 3 LCC/S type ICPT system parameters

参数	数值	参数	数值
U_d/V	310	$C_{p1}/\mu F$	0.033
$L_{p1}/\mu H$	107.2	$C_{p2}/\mu F$	0.15
$L_{p2}/\mu H$	130.1	$C_s/\mu F$	0.033
$L_s/\mu H$	107.2	R_{Lp2}/Ω	0.182
$M/\mu H$	85	f_0/kHz	85
R_{Ls}/Ω	0.163		

根据表3所给的系统参数和式(16),为了探究系统输出电压与工作频率及等效负载电阻 R_{ac} 之间的约束关系,利用MathCad软件进行编程,可得输出电压有效值 U_o 随负载电阻 R_{ac} 及工作频率 f 变化的关系,如图7所示。

由图7可得,当工作频率为补偿网络谐振频率85 kHz时,系统的输出电压不随负载电阻的改变而发生较大改变,即此频率下的输出电压具有较好的负载无关性。而当工作频率改变时,系统

的输出电压则随着负载电阻的改变而改变,因此对于采用LCC/S型谐振网络的系统可选用定频控制策略,有利于提高系统的工作稳定性。

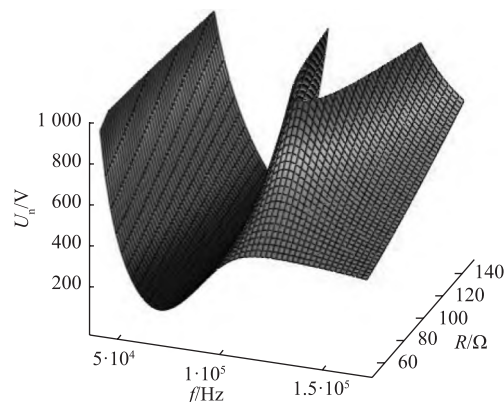


图7 U_o 随系统电阻 R_{ac} 和工作频率 f 变化的关系

Fig. 7 The relationship between U_o and the system resistance R_{ac} and the operating frequency f

为了更加直观地体现LCC/S型谐振网络的输出电压负载无关性,在谐振频率为85 kHz情况下,根据表3所示参数,利用软件得到系统输出电压有效值 U_o 随负载电阻 R_{ac} 变化的曲线图,如图8所示。

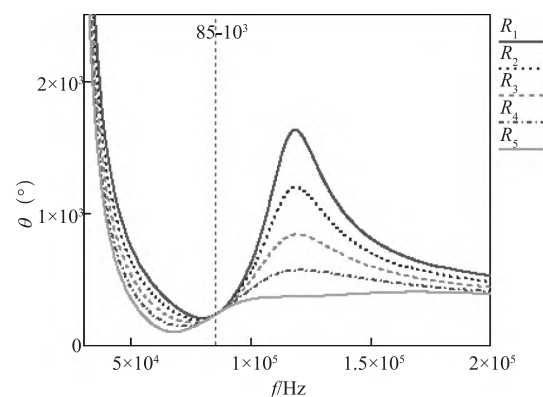


图8 U_o 随负载电阻 R_{ac} 变化的曲线图

Fig. 8 The relationship between the U_o and R_{ac}

由图8分析可得,虽然LCC/S型复合谐振网络ICPT系统具有良好的负载无关性,但当考虑一次发射线圈和二次发射线圈内阻时,系统的输出电压仍存在小范围的变化,因此若对系统输出电压精确性和稳定性要求较高,则需在设计时考虑线圈内阻这一因素或者增加相应的控制电路,以保障系统输出的稳定性和精确性。

为探究系统工作频率 f 及负载 R_{ac} 与传输谐振网络输入阻抗角 θ 间的影响关系,根据式(6),使用MathCad可得到系统输入阻抗的阻抗角 θ 随系统工作频率 f 及负载电阻 R_{ac} 变化的曲线图,如图9所示。

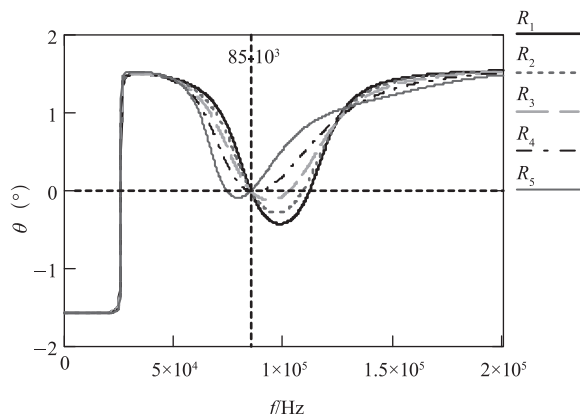


图9 θ 随系统工作频率及负载电阻 R_{ac} 变化曲线图

Fig. 9 The relationship between θ and the system operating frequency and load resistance R_{ac}

根据图9分析可得,在系统谐振频率85 kHz处,在不同负载电阻下,系统始终具有单位功率因数特性,并且使系统具有单位功率因数的频率点并不唯一。结合图8分析可知,在系统谐振频率85 kHz处,系统谐振网络既具有负载无关性,也兼具单位输入功率因数特性。

4 实验验证

根据上述设计制作的旋转磁路耦合机构的参数以及谐振补偿拓扑的参数,对系统特性进行验证。

为了验证上文理论分析的正确性,选定系统参数见表4。搭建旋转式无线电能传输验证实验平台,如图10所示。

表4 LCC/S型 ICPT 系统电路参数

Tab. 4 Circuit parameters of LCC/S type ICPT system

参数	数值	参数	数值	参数	数值
U_d/V	310	$C_{p1}/\mu F$	0.033	$L/\mu H$	400
$L_{p1}/\mu H$	110	$C_{p2}/\mu F$	0.15	$C/\mu F$	940
$L_{p2}/\mu H$	130	$C_s/\mu F$	0.033	R_{Lp2}/Ω	0.182
$L_s/\mu H$	110	α	1.1	R_{Ls}/Ω	0.163
$M/\mu H$	85	β	0.95	f_0/kHz	85

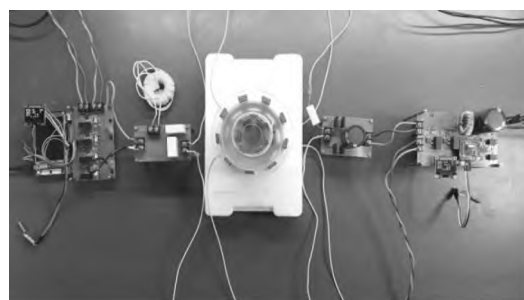


图10 旋转式无线电能传输系统验证平台

Fig. 10 Rotary WPT system experiment platform

给定逆变器输入电压 U_d 为直流310 V,首先选取负载电阻为50 Ω ,测得系统的逆变器驱动电压波形、逆变器输出电压波形、逆变器输出电流波形和接收侧整流滤波输出电压波形如图11所示,全桥逆变器功率开关管 S_1 的驱动电压VGS及漏源极电压VDS的波形如图12所示。图11中,示波器通道一为全桥逆变器开关管 S_1 的驱动波形;通道二为接收侧整流滤波电路的输出电压波形;通道三为逆变器输出电流波形;通道四为逆变器输出电流波形。

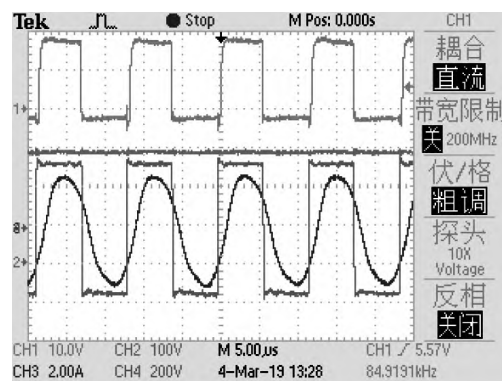


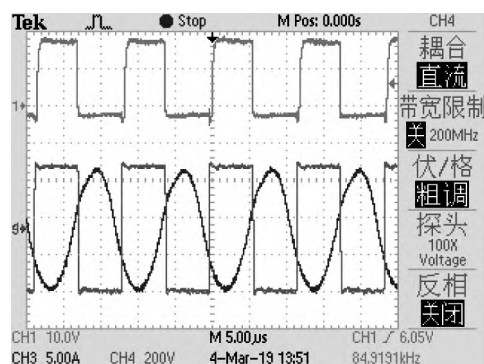
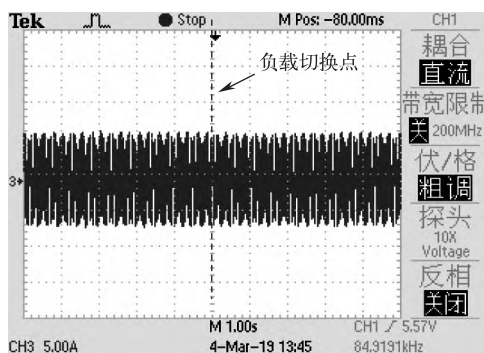
图11 VGS、 U_{in} 、 i_{in} 及 U_{o1} 波形图

Fig. 11 waveforms of VGS、 U_{in} 、 i_{in} and U_{o1}

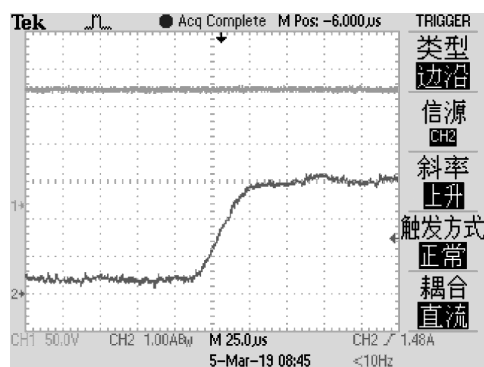
由图11可知,系统驱动波形良好,系统的工作状态良好。逆变器输出电压相位略微超前逆变器输出电流波形,与仿真电路波形基本符合。

在负载电阻为100 Ω 时,系统一次发射线圈电流 i_{p2} 波形如图12a示波器通道三所示。当负载电阻由100 Ω 突变至50 Ω 时,发射线圈电流 i_{p2} 波形如图12b所示。

由图12可得,在不同负载电阻下,LCC/S型谐振补偿网络的一次发射线圈电流 i_{p2} 稳态幅值基本保持不变,有利于形成稳定的磁场。

(a) 发射线圈电流 i_{p2} 波形(b) 负载切换时发射线圈电流 i_{p2} 波形图 12 U_{in} 与 i_{p2} 波形图Fig. 12 The waveform of U_{in} and current i_{p2}

给定输出电压为150 V, 并且负载电阻由300 Ω 跳变至50 Ω , 系统的输出电压 U_{o2} 与输出电流 i_o 如图13所示, 通道一为系统输出电压 U_{o2} 波形, 通道二为系统输出电流 i_o 波形。

图 13 输出电压 U_{o2} 和输出电流 i_o 波形图Fig. 13 Output voltage U_{o2} and output current i_o waveform in constant voltage operation mode

由图13可知, 当系统由轻载突然加至重载时, 系统输出电流迅速上升, 输出电压基本保持

不变, 系统具有较好的稳压特性。

参考文献

- [1] 曾庆奇, 杨金明, 吴飞, 等. 基于LC/S补偿的电动汽车动态无线供电拓扑[J]. 广东电力, 2018, 31(11): 107-112.
- [2] 赵争鸣, 张艺明, 陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 2-13.
- [3] KURS A, MOFFATT R, SOLJACIC M. Simultaneous mid-range power transfer to multiple devices[J]. Applied Physics Letters, 2010, 96(4): 34.
- [4] SOFIA A, TAVILLA A C, GARDENGHI R, et al. Power transfer for rotating medical machine[C]// International Conference of the IEEE Engineering in Medicine & Biology Society. Conf Proc IEEE Eng Med Biol Soc, 2016: 2137.
- [5] ABDOLKHANI A, HU A P, NAIR N K C. A double stator through-hole type contactless slipping for rotary wireless power transfer applications[J]. IEEE transactions on energy conversion, 2014, 29(2): 426-434.
- [6] SONG Kai, MA Bingqing, YANG Guang, et al. A rotation-lightweight wireless power transfer system for solar wing driving[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.
- [7] 陈欣, 陈乾宏, 何广明. 强耦合条件下非接触滑环工作特性分析与控制[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(23): 105-121.

作者简介

蔡秀凡(1984—), 女, 本科, 工程师, 研究方向为无线电能传输。

陈锐(1991—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输。

(收稿日期: 2022-03-09)