

DOI: 10.13718/j.cnki.xdzk.2023.01.017

单管无线电能传输逆变系统纹波抑制研究

杨奕^{1,2}, 张学健¹, 罗蕾¹, 谢诗云^{1,2}, 叶庆¹

1. 重庆理工大学 电气与电子工程学院, 重庆 400054; 2. 重庆市能源互联网工程技术研究中心, 重庆 400054

摘要: 针对目前无线电能传输系统存在的问题, 提出了一种隔直型拓扑并联无线电能传输发射端电路。该传输系统发射端采用隔直型拓扑结构抑制输入端电流冲击和突变, 并且通过移相的方式改善输入电流纹波进而提高系统效率、减小系统静耗和电流振荡对电源侧的损耗。通过仿真和实验在不同模式对隔直型与传统并联两种拓扑结构进行理论分析并证明该理论的正确性, 最终完成样机制作, 在输入电压为 12 V、输出功率为 28 W 的情况下, 隔直型拓扑的传输效率达到 82%, 传统拓扑的传输效率为 81%。

关键词: 隔直型拓扑发射端电路; 电源侧输入电流; 电流纹波;
传输效率

中图分类号: TM46

文献标志码: A

开放科学(资源服务)标识码(OSID):



文章编号: 1673-9868(2023)01-0183-11

Research on Ripple Suppression of Single-Tube Wireless Power Transmission Inverter System

YANG Yi^{1,2}, ZHANG Xuejian¹, LUO Lei¹,
XIE Shiyun^{1,2}, YE Qing¹

1. College of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China;

2. Chongqing Energy Internet Engineering Technology Research Center, Chongqing 400054, China

Abstract: Aiming at the problems existing in the current radio energy transmission system, a separable radio energy transmission topology parallel shunt transmission circuit is proposed. The transmitter of the transmission system adopts a separate topological structure to suppress the current shock and noise. In order to improve the system efficiency and reduce the system static loss and current oscillation loss on the power side, the input current ripple can be improved by the following methods. In this paper, two topological theories are analyzed. The correctness of the theories is verified by simulation and experiment under static and on-load conditions. It has extensive guiding significance to the design and application of PP wireless power supply field. The prototype was finally completed. The transmission efficiency of the IDC topology and traditional topology reaches 82% and 81%, respectively, with 12V of input voltage and 28W of

收稿日期: 2022-01-04

基金项目: 重庆市自然科学基金面上项目(cstc2021jcyj-msxm2254); 重庆市巴南区科技成果转化及产业化专项(2021TJZ003)。

作者简介: 杨奕, 教授, 主要从事电工电子技术、信息理论及汽车电子方面的研究和教学。

output power.

Key words: power electronics technology; separated topological transmitter circuit; input current ripple; system efficiency

近年来,桥式和推挽式拓扑结构使电子产品变得过于庞大和昂贵,无法用于手机和智能可穿戴设备的电能传输,因此,小功率电器的充电器可以采用单管逆变拓扑电路^[1-3]. 由于传统单管无线电能传输逆变系统输入电流会突变至零,严重影响直流电源使用时长和系统传输效率,因此提出了一种隔直型拓扑无线电能传输发射端电路,此电路能够有效改善输入电流波形,提高系统效率^[4-8]. 系统高频逆变单元采用单管功率放大,与全桥逆变电路相比,单开关管能够提升更大的输入电压值,同时还能够满足零电压开关,减小系统开关损耗,达到最佳瞬态响应状态^[9].

1 系统结构及工作过程

如图 1 所示,系统由驱动电路、逆变电路、整流电路、滤波电路和 DC-DC 变换器构成^[10-11]. 通过单片机产生 PWM 波控制高频开关管的通断从而使发射端电感电容谐振消除无功功率,将能量尽可能地耦合到接收端,接收端电感电容谐振消除无功损耗,使电路效率达到最高再提供给负载使用^[12-14].

隔直型发射端并联谐振原理图如图 2 所示,图中 C_1 为补偿电容, L_1 为谐振电感, VT_1 为开关管. 该发射端电路的工作模式图如图 3 所示. 图 4 为传统发射端并联谐振拓扑图,图中 C_2 为补偿电容, L_2 为谐振电感, VT_2 为开关管^[15], 该发射端电路的工作模式图如图 5 所示.

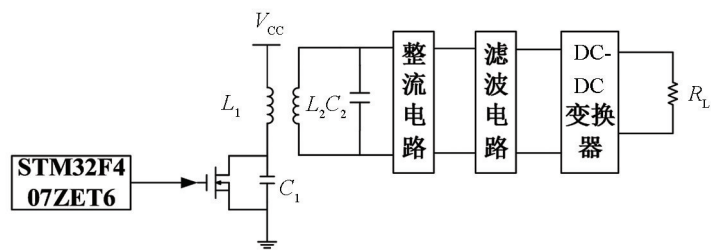


图 1 系统结构框图

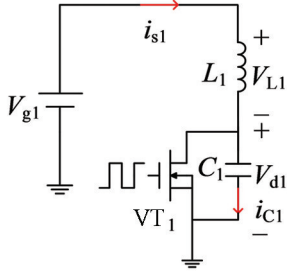


图 2 隔直型发射端并联谐振原理图

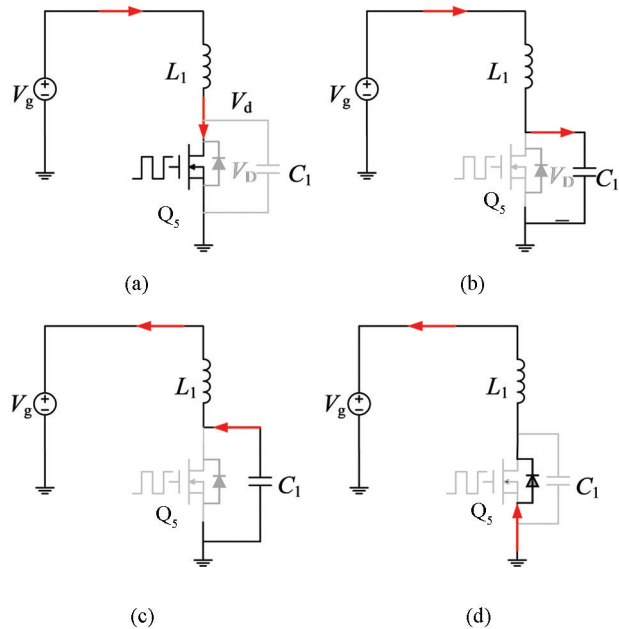


图 3 隔直型发射端工作模式图

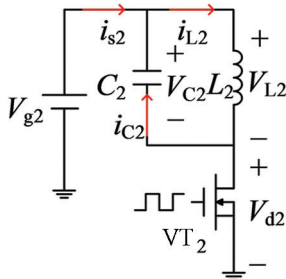


图 4 传统发射端并联谐振拓扑

其中隔直型拓扑的模式分析如图 3^[15-16]:

阶段 1: 开关管导通, i_{L1} 线性增加; 阶段 2: 开关管关闭, i_{L1} 减小, C_1 积累电荷; 阶段 3: 开关管关闭, 电容向电感充电; 阶段 4: 开关管零电压导通, 电感电流通过续流二极管续流, 降低至零, 重复阶段 1.

2 隔直型拓扑电路模型分析

放大电路直流和交流总是相互存在, 分为直流通路和交流通路, 在直流路径中, 电容器断开连接, 电感器短路, 而交流路径中交流信号源短路, 电容直流电源短路^[17-19].

如图 6 所示为等效电路模型^[20-22], 其中 L_p 为等效电感, R_p 为等效电阻, U_{OC} 为副边的开路电压, I_p 为电感电流, L_s 为副边电感, C_s 为副边补偿电容, R 为等效负载, R_L 为图 1 所示系统的真实负载.

$$R = \frac{\pi^2 R_L}{8}$$

副边等效阻抗是:

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{R}{1 + j\omega C_s R}$$

可以得到副边等效到原边的反映阻抗为

$$Z_p = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} = jX_p + R_p \quad (1)$$

其中 ω 为角频率, M 是原线圈和副线圈之间的互感. 由式(1)可知 $L_p = L_1 + X_p/\omega$, 其中 L_1 是图 1 系统中的真实电感值, 由隔直型模式阶段 1 可知, 开关导通电容 C_p 被短路, 电感 L_1 处于充电状态且初始时刻电流为 0, 根据基尔霍夫电压定律可知:

$$i_p(t)R_p + L_p \frac{di_p(t)}{dt} = U_i \quad t_0 < t < t_1 \quad (2)$$

由式(2), $[t_0, t_1]$ 内流过电感的电流是:

$$i_p(t) = \frac{U_i}{R_p} [1 - e^{-\frac{R_p}{L_p}(t-t_0)}] \quad t_0 < t < t_1 \quad (3)$$

其中电感 L_1 的电流峰值为

$$I_{pmax} = \frac{U_i}{R_p} [1 - e^{-\frac{R_p}{L_p}DT}] \quad (4)$$

其中 D 为开关管占空比, T 为运行周期. 当开关管关断时, 电感 L_1 和电容 C_1 就会发生谐振, 由基尔霍夫电压定律和电流定律可知:

$$\begin{cases} C_p \frac{du_{CP}(t)}{dt} = i_p(t) \\ i_p(t)R_p + L_p \frac{di_p(t)}{dt} + u_{CP}(t) = 0 \end{cases} \quad t_1 < t < t_2 \quad (5)$$

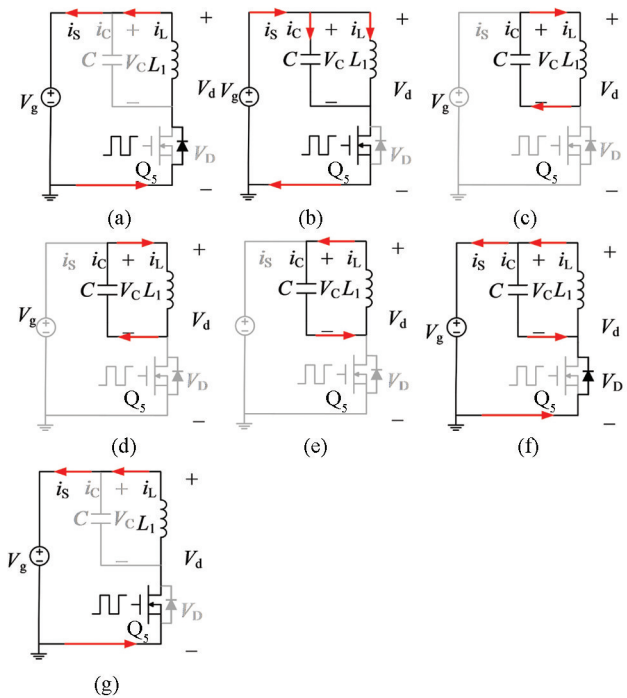


图 5 传统发射端工作模式图

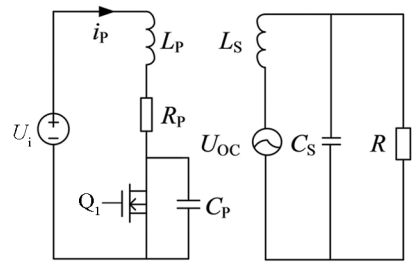


图 6 原副边等效电路图

令 $i_{P(t_1)} = I_{Pmax}$, $u_{CP(t_1)} = U_i$, 解得流过电感 L_1 的电流及两端电压为

$$\begin{cases} i_P(t) = -\sqrt{\frac{C_P}{L_P}} A e^{\alpha(t-t_1)} \sin[\beta(t-t_1) - \varphi + \varphi] \\ u_{CP}(t) = A e^{\alpha(t-t_1)} \sin[\beta(t-t_1) - \varphi] \end{cases} \quad t_1 < t < t_2 \tag{6}$$

其中

$$A = \sqrt{U_i^2 + \left(\frac{I_{Pmax}}{\beta C_P} + \frac{\alpha U_i}{\beta}\right)^2} \quad \alpha = -\frac{R_P}{2L_P} \quad \beta = \sqrt{\frac{4L_P - R_P^2 C_P}{4L_P^2 C_P}}$$
$$\varphi = \arctan\left(\frac{U_i}{\frac{I_{Pmax}}{\beta C_P} + \frac{\alpha U_i}{\beta}}\right) \quad \varphi = \arctan\left(\frac{\beta}{\alpha}\right)$$

由上式可知, 流过电容 C_P 的电流 I_{CP} 为

$$I_{CP} = \begin{cases} 0 & t_0 < t < t_1 \\ C_P[-A \times \beta e^{\alpha(t-t_1)} \cos(\varphi - \beta(t-t_1)) + A\alpha e^{\alpha(t-t_1)} \sin(\varphi - \beta(t-t_1))] & t_1 \leq t < t_2 \end{cases} \tag{7}$$

如图 2 所示, 对于隔直型拓扑发射端并联谐振电路而言, 输入电流 I_{S1} 等于电感 L_1 中流过的电流:

$$I_{S1} = \begin{cases} \frac{U_i}{R_P} [1 - e^{-\frac{R_P}{L_P}(t-t_0)}] & t_0 < t < t_1 \\ -\sqrt{\frac{C_P}{L_P}} A e^{\alpha(t-t_1)} \sin[\beta(t-t_1) - \varphi + \varphi] & t_1 \leq t < t_2 \end{cases} \tag{8}$$

根据 KCL, 输入的总电流 I_{S2} 是电容上通过的电流与电感上流过的电流之和:

$$I_{S2} = \begin{cases} A e^{\alpha(t-t_1)} \left[-\beta \cos(\varphi - \beta(t-t_1)) C_P + \alpha \sin(\varphi - \beta(t-t_1)) C_P + \sin(\varphi - \varphi - \beta(t-t_1)) \sqrt{\frac{C_P}{L_P}} \right] & t_0 < t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < t_2 \end{cases} \tag{9}$$

3 仿真分析

3.1 关于输入电流的仿真分析

为了验证所提出的隔直型拓扑发射端电路的有效性和可行性, 使用 MATLAB 对隔直型和传统型两种电路分别进行了仿真分析. 根据 PP 型无线电能传输系统的工作原理, 计算得出系统电路仿真主要参数如表 1 所示.

表 1 仿真主要参数

参数名称	参数值	参数名称	参数值
开关频率/kHz	206	负载/ Ω	10
接收/发射端谐振电感/ μ H	7	耦合系数	0.5
接收端补偿电容/ μ F	0.094		

模型主要分析发射端电路中各器件的波形变化. 设置输入电压为 12 V, 传统并联谐振发射端电路中补偿电容为 0.094 μ F, 隔直型拓扑发射端电路中, 滤波电容与补偿电容均设置为 0.047 μ F.

图 7 为两种无线电能传输系统在实际工程中静态模式下的输入电流仿真波形, 图 8 为两种无线电能传输系统在理想情况中静态模式下的输入电流仿真波形. 图中 i_{s2n} 为实际工程中传统拓扑输入电流波形, i_{s1n} 是实际工程中隔直型拓扑输入电流波形, i'_{s2n} 为理想情况中传统拓扑输入电流波形, 造成 i_{s2n} 和 i'_{s2n} 两种波形不同的原因在于理论仿真与实际工程的偏差, 在理论分析中认为开关管是一个理想元件而忽略开关管中的寄生电容, 从而导致出现 i'_{s2n} 波形. 但是在实际工程中开关管内部并联有寄生电容, 当电路处于谐振

状态时寄生电容会对谐振回路释放能量从而阻缓输入电流突变的程度使电流波形更加平滑。

从图 7 中我们能够发现 i_{s1n} 和 i_{s2n} 两组仿真波形与理论模型推导得出的波形相同, 谐振单元的输入电流波形有些差异。由图 8 可知, 在初始时间段即电感 L_1 处于充电状态时两种电路的输入电路波形没有太大差别, 这是因为此时开关管导通电容被短路, 所以电容电流为零。对于传统并联谐振电路而言, 这个时间段内输入电流 i_{s2n} 等于电感电流 i_{L2} , 当电路进入谐振阶段, 开关管断开, 电容与电感之间能量交换产生谐振, 输入电流等于零。但是隔直型并联谐振电路输入电流 i_{s1n} 一直等于电感电流 i_{L1} , 电流波形更平滑。

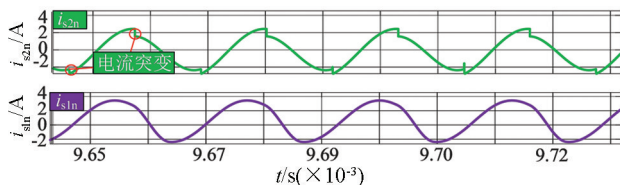


图 7 实际工程中静态模式下两种电路输入电流波形

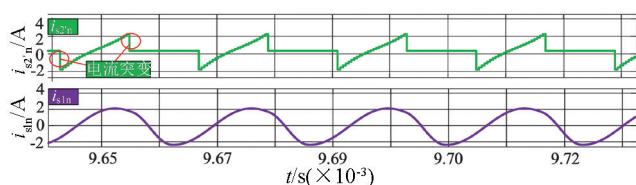


图 8 理想情况下静态模式下两种电路输入电流波形图

图 9 是实际工程中在带载条件下分别对两种电路进行的仿真, 图 10 是理想情况中带载条件下分别对两种电路进行的仿真。从仿真波形可以看出, 传统的并联谐振电路加入负载后, 电源端输入电流波形发生了突变, 且由于电路中存在大量的电荷无法释放导致了极大的电流冲击。而隔直型拓扑电路的输入电流波形与谐振电感波形相同, 可见隔直型拓扑电路带载能力比传统型拓扑更强。

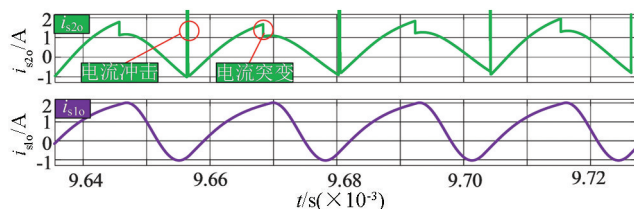


图 9 实际工程中带载模式下两种电路输入电流波形

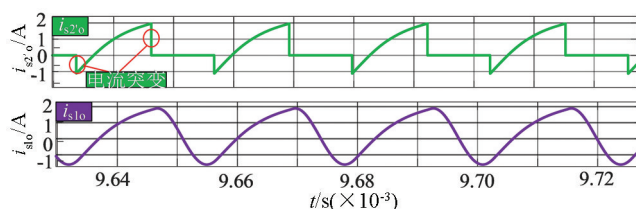


图 10 理想带载模式下两种电路输入电流波形图

3.2 关于纹波抑制的仿真分析

为更好对输入电流纹波抑制做出分析, 将输入电流进行傅里叶分解(图 11), 图 12 所示为三次谐波两路 180° 移相后的波形合成, 可见三次谐波在合成后的值几乎为零。

单管逆变系统输入电流的纹波无法消除, 纹波对整个系统的稳定造成了严重的影响^[16]。

关于无线电能传输纹波抑制相关文献记载有限, 在基尔霍夫电流定律的基础上采用发射端并联输出端串联拓扑。以 3 个发射端并联移相为例(图 13), 3 个模块参数相同, 具体仿真参数见表 1。

图 14(a)的三维散点图显示了相移角度、开关频率和电流峰值之间的相关性。移相角度范围为 $[10^\circ, 350^\circ]$, 开关频率为 $[186 \text{ k}, 237 \text{ k}]$, 在移相角 $[110^\circ, 130^\circ]$ 内和切换频率为 $[196 \text{ k}, 216 \text{ k}]$ 时电流峰值处

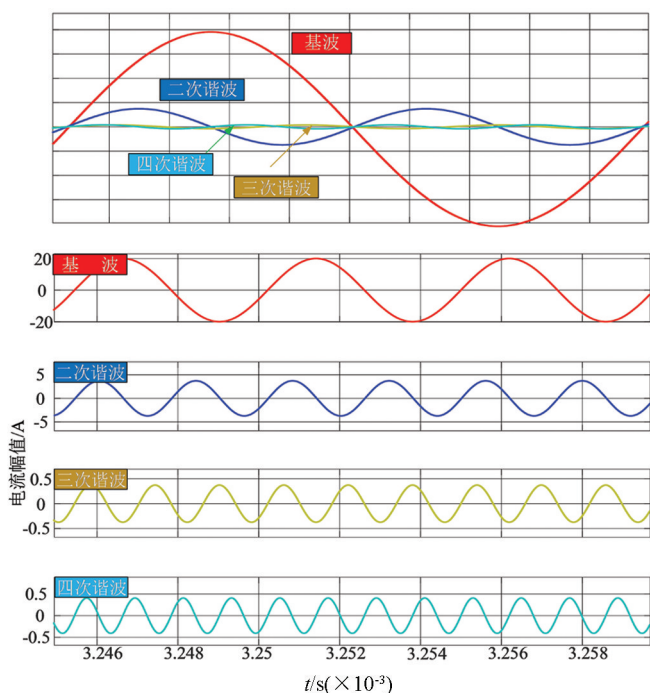


图 11 输入电流傅里叶分解波形

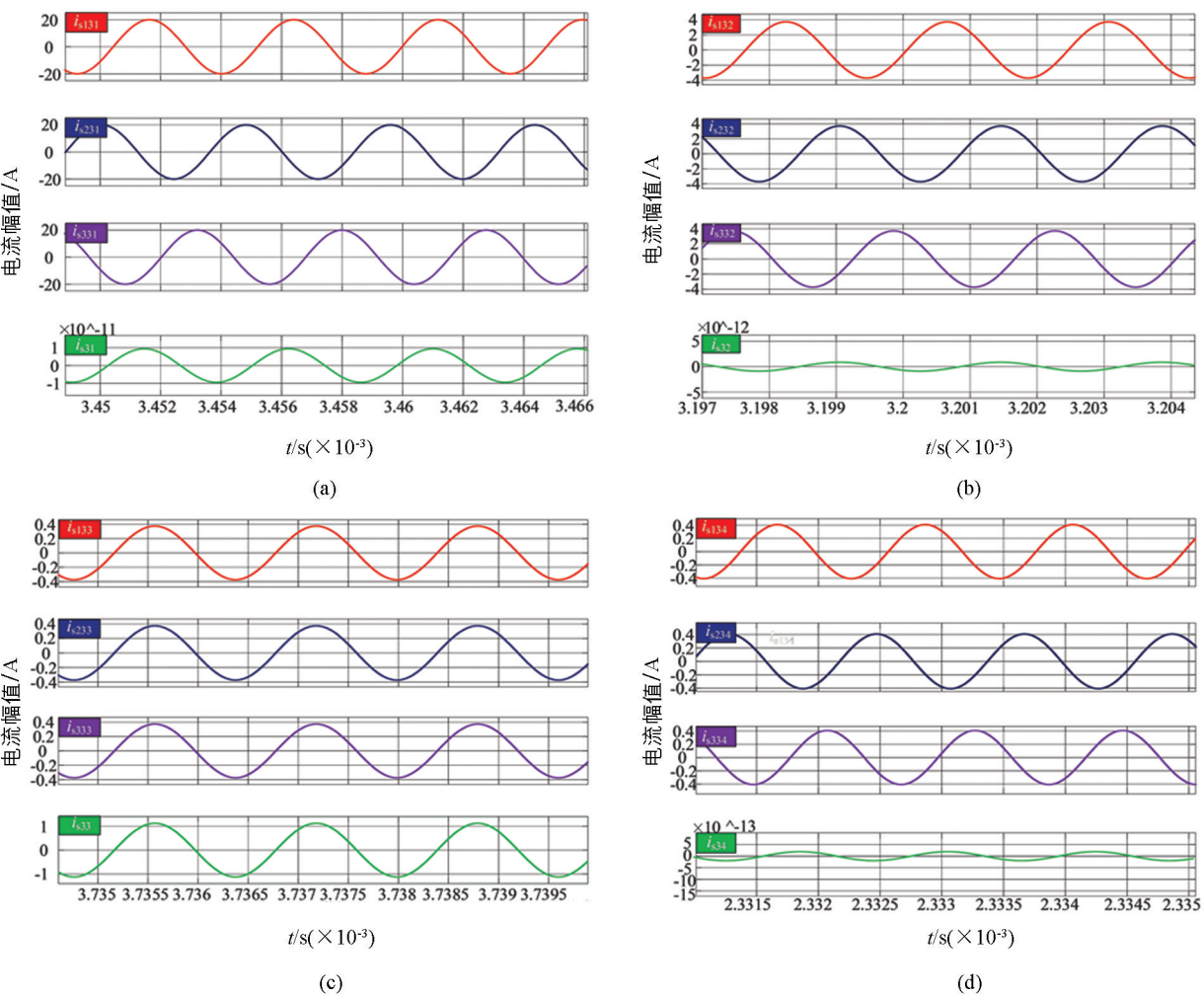


图 12 三相交错并联移相波形叠加图

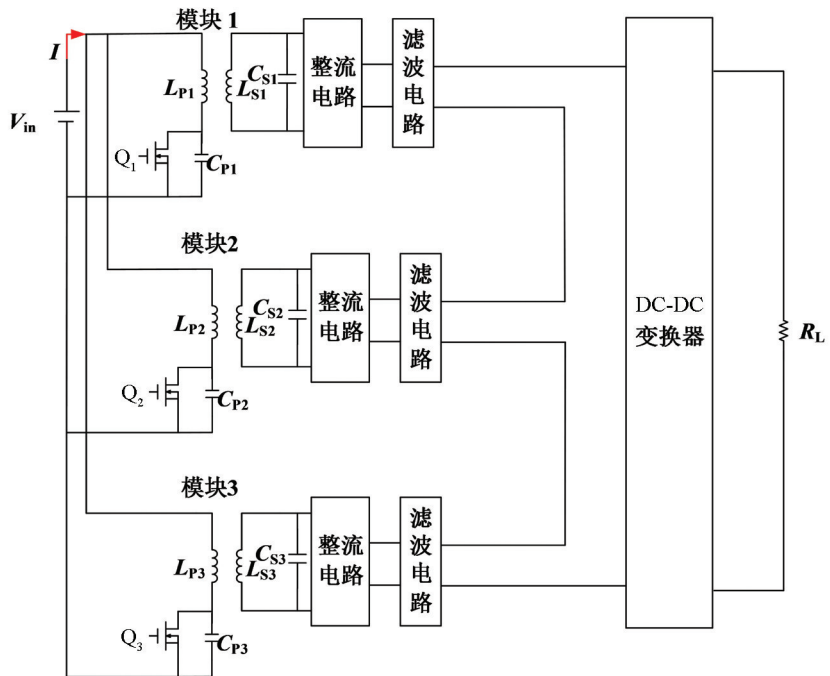


图 13 三路移相拓扑图

于谷值状态, 电流峰值随着相移角和频率的增加而上升. 为了进一步分析相关性并找到相移和频率的最佳点, 图 14(b)制作了一个三维散点图, 图中移相角为 $[110^\circ, 130^\circ]$, 频率为 $[196 \text{ k}, 216 \text{ k}]$, 可见移相 120° 角处, 频率为 206 k , 电流峰值最小.

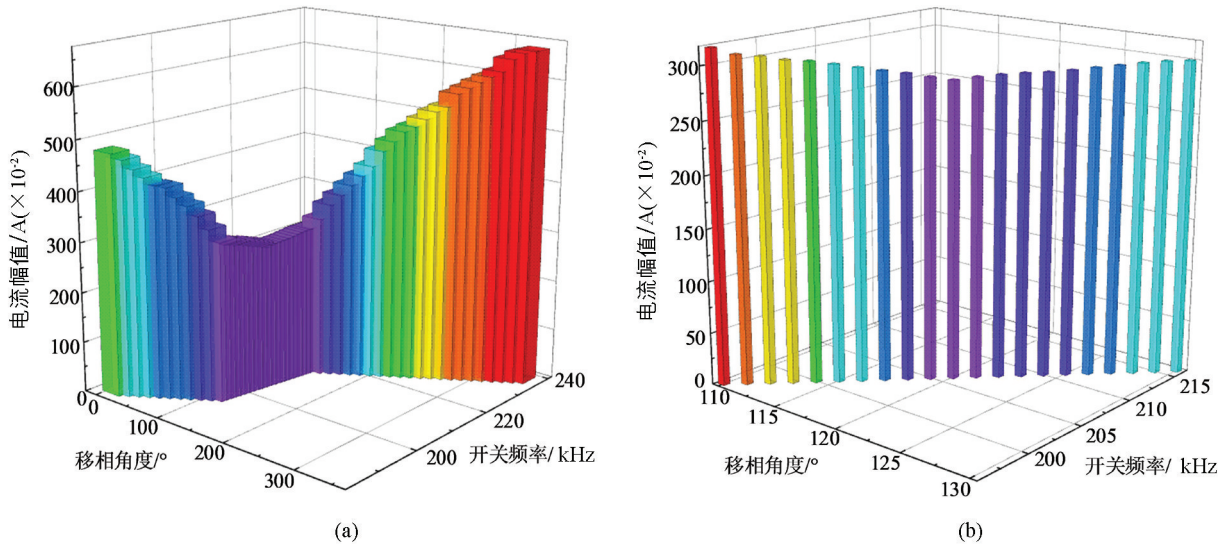


图 14 电流幅值与移相角度和开关频率之间的关系

图 15 为传统拓扑静态模式下 120° 移相后的输入电流波形图, 图中 i_{s2n} 是移相前输入电流波形, i'_{s2n} 是移相后输入电流波形, 通过对比可知, 传统型拓扑在移相之后输入电流幅值没有得到改善且波形有突变和失真较大. 图 16 所示为隔直型拓扑电路静态情况下在 120° 移相后的输入电流波形图. 图中 i_{s1n} 是隔直型拓扑移相前输入电流波形, i'_{s1n} 是隔直型拓扑移相后输入电流波形, 由图可知, 隔直型拓扑并联谐振电路 120° 移相之后输入电流峰值有明显减小, 电流近似于正弦波, 非常平滑.

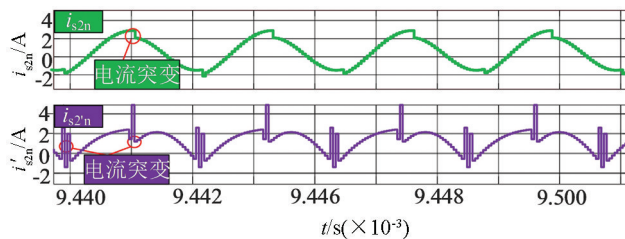


图 15 传统型拓扑静态 120° 移相输入电流波形图

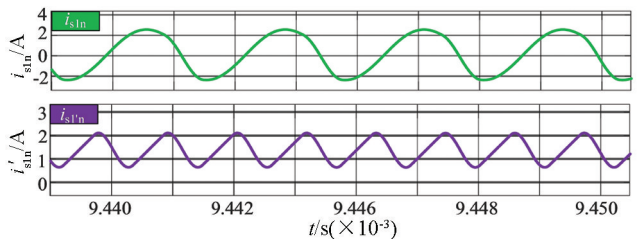


图 16 隔直型拓扑静态 120° 移相输入电流波形图

图 17 中 i_{s2o} 是传统型拓扑带载移相前输入电流波形, i'_{s2o} 是传统型拓扑带载移相后输入电流波形, 传统型拓扑移相后幅值没有太大改变且电流突变和冲击变得更加严重. 图 18 中 i_{s1o} 是隔直型拓扑带载移相前输入电流波形, i'_{s1o} 是隔直型拓扑带载移相后输入电流波形, 可见隔直型拓扑移相后电流幅值大幅度下降且波形光滑.

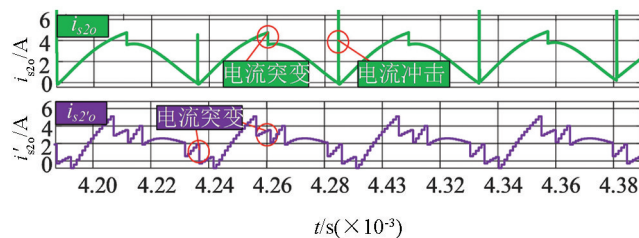


图 17 传统型拓扑带载 120° 移相输入电流波形图

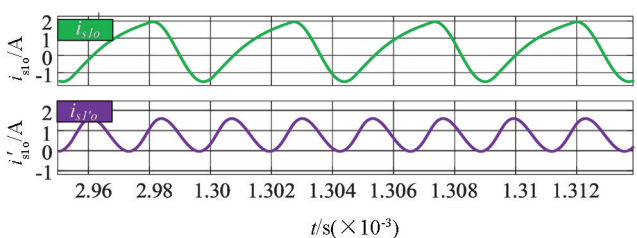


图 18 隔直型拓扑带载 120° 移相输入电流波形图

4 实验验证

图 19 为隔直型拓扑无线电能传输系统实物图，输入直流电压由外部电源供电，电感值为 $7\text{ }\mu\text{H}$ ，接收端补偿电容为 47 nF ，在实验测试中固定系统的工作频率为 206 kHz 。

分别对搭建的传统并联谐振电路和隔直型拓扑无线电能传输电路进行实验验证。如图 20 是开关管驱动波形图，图 21、图 22 为拓扑开关波形，两种拓扑电路均实现了零电压启动，且隔直型拓扑电路驱动波形和开关管电压应力波形更加平滑。

图 23 为在空载情况下测得两种电路单路的静态输入电流波形 i_s ，图 24 为三路移相空载情况下输入电流波形，图 25 是空载下电感电流波形，从图中可以看出，传统拓扑输入电流波形畸变较为严重且移相后电流峰值没有发生变化，其中隔直型拓扑单相输入电流更加平滑，类似于正弦波且三路移相后有效减少了电流纹波。

图 26 为两种拓扑单相带载输入电流波形，图 27 为传统拓扑三路移相带载输入电流波形，图 28 是隔直型拓扑三路带载输入电流波形。由图 26 可知，隔直型拓扑带载后波形没有明显失真，传统拓扑带载后输入电流波形明显失真，说明隔直型拓扑带载能力更强。从图 24 和图 28 看出隔直型拓扑三路移相带载后波形没有失真依旧平滑，而图 24 和图 27 得到的传统拓扑三路移相带载后波形突变更严重。综上所述，隔直型拓扑引入负载后波形依旧平滑没有震荡，但是传统拓扑输入电流波形震荡明显。

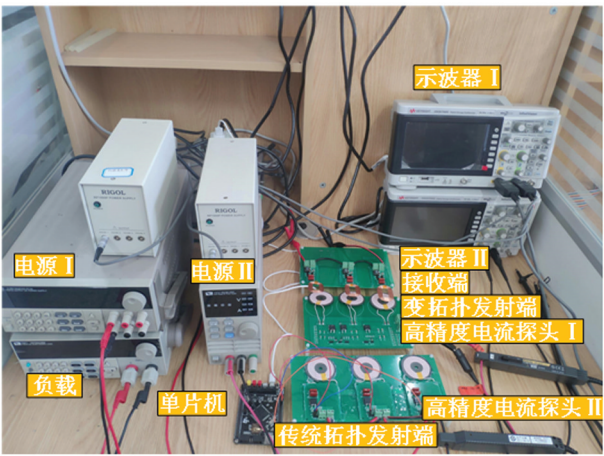


图 19 硬件实物图

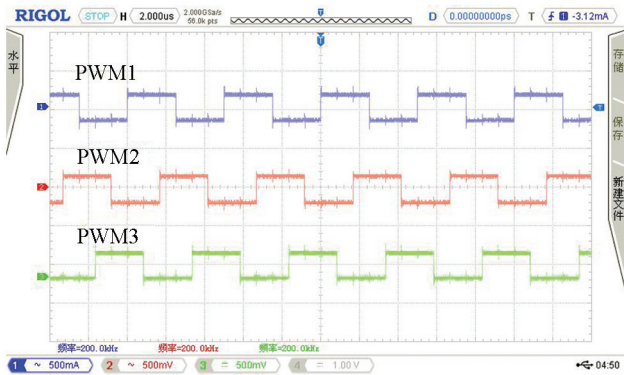


图 20 驱动波形图

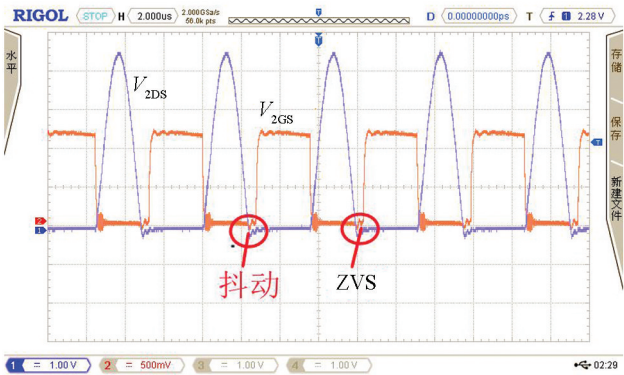


图 21 传统型拓扑开关波形

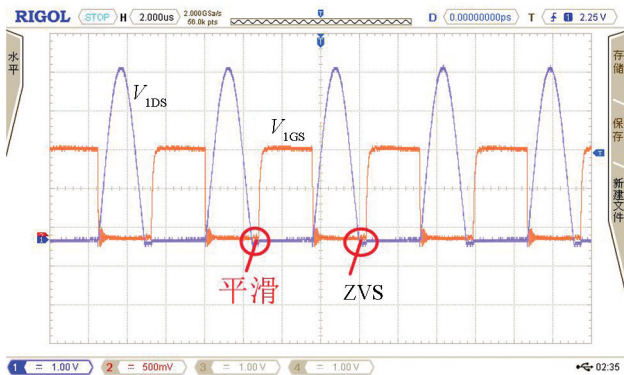


图 22 隔直型拓扑软开关波形

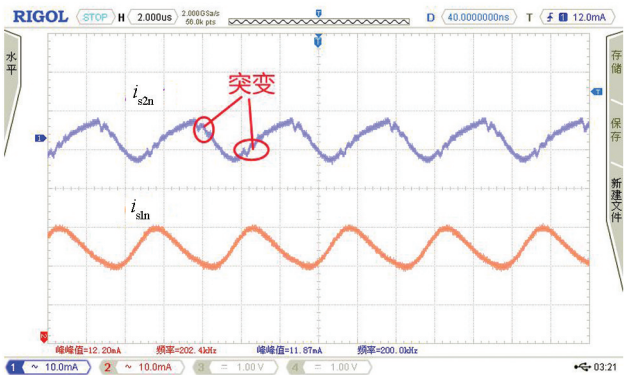


图 23 两种拓扑静态输入电流波形

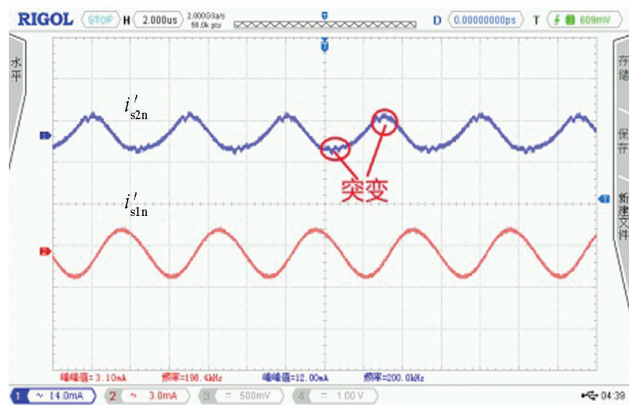


图 24 三路移相空载情况下输入电流波形

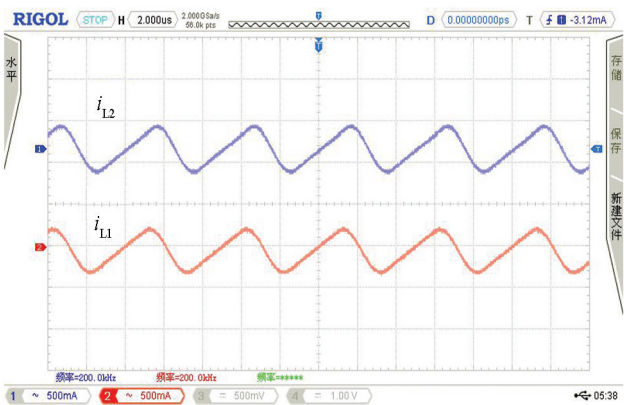


图 25 空载下电感电流波形

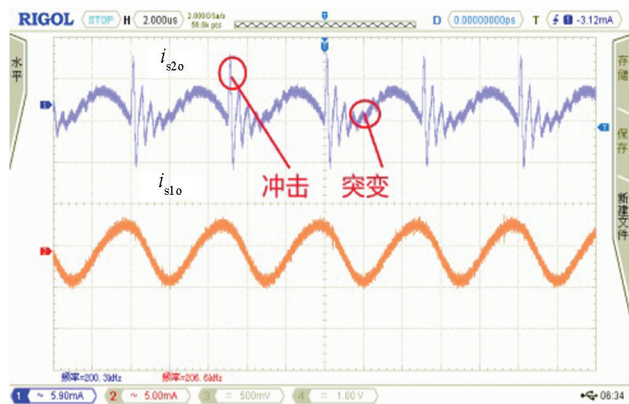


图 26 两种拓扑单相带载输入电流波形

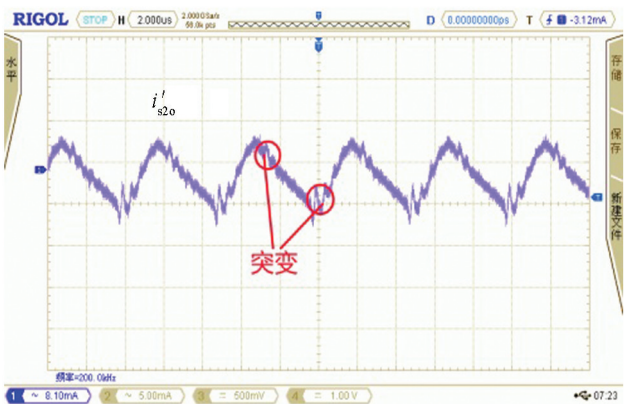


图 27 传统型拓扑三路移相带载输入电流波形

将实验数据进行归纳整理得出两种拓扑输出功率对比图(图 29, 图 30). 从图可知, 在输入电压为 12 V、负载为 10 Ω 时, 两种拓扑的输出功率范围都在 20~28 W. 图 30 为两种拓扑在输入电压为 12 V、负载为 10 Ω 条件下, 不同输出功率时传输效率对比图, 由图可知, 隔直型拓扑电路最大效率可达 82%, 传统型拓扑电路最大效率为 81%, 隔直型拓扑电路整体传输效率均高于传统型拓扑电路, 从实验的角度验证了理论与仿真的正确性, 提高了系统效率, 保护了供电电源.

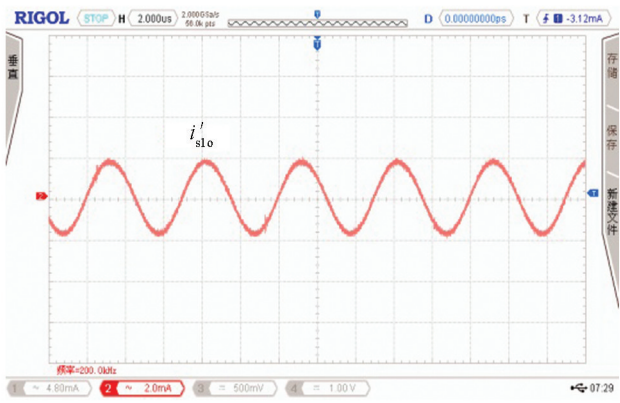


图 28 隔直型拓扑三路移相带载条件下 120°移相输入电流波形

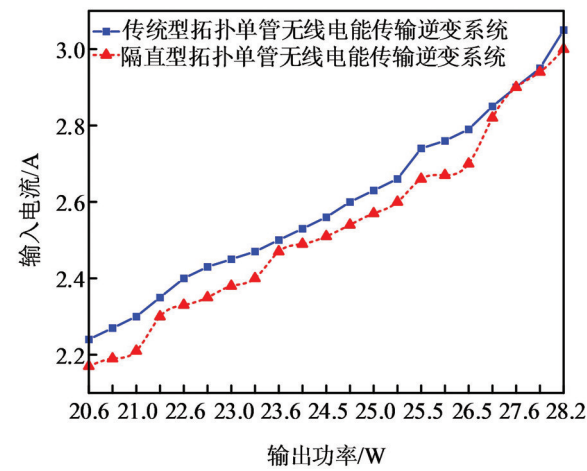


图 29 两种拓扑输出功率对比图

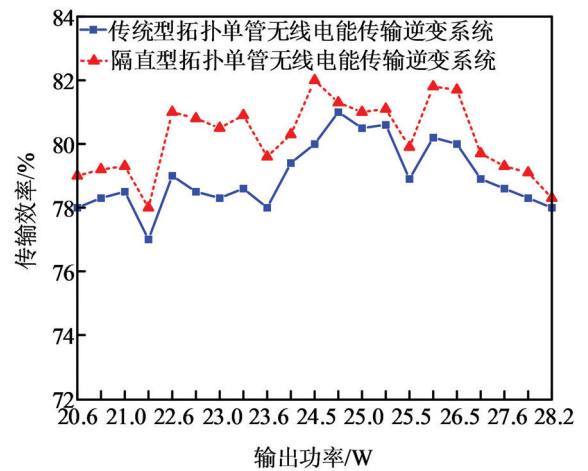


图 30 两种拓扑传输效率对比图

5 结论

首先通过模态分析和数学建模得出了隔直型与传统并联两种拓扑下的输入电流模型、电感电流模型和电容的电压电流模型。其次，搭建仿真得出了隔直型拓扑电路对系统输入电流有显著的改善，通过三路120°移相来抑制输入电流纹波，发现隔直型拓扑的纹波抑制能力更强。最后搭建两种拓扑无线电能传输系统平台，在空载和带载下得到两种电路的谐振电感电流、开关管电压和输入电流的实验波形，验证了隔直型拓扑发射端电路能够有效降低系统的静耗，提高充电效率，抑制输入电流纹波的结论。

参考文献：

[1] 杨奕, 张学健, 罗蕾. 基于 GaN 开关管高频手机适配器研究 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2020, 42(10): 156-163.

[2] 瞿惠琴, 谷永先, 吴孔培, 等. 低功耗交直流小功率测量系统的设计与实现 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2019, 41(5): 149-154.

[3] 杨奕, 万春梅, 申小松. 双向 DC-DC 电源软件设计 [J]. 西南大学学报(自然科学版), 2017, 39(10): 175-180.

[4] 周润棠, 杜贵平, 沈栋. 无线电能传输系统中铁磁性金属异物对 DD/BP 磁耦合机构的影响研究 [J]. 电子测量技术, 2021, 44(17): 19-25.

[5] 李厚基, 王春芳, 岳睿, 等. 基于 SiC 器件的单管无线电能传输电路研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(6): 1808-1817.

[6] 孙跃, 廖志娟, 叶兆虹, 等. 基于振动理论的 MCR-WPT 系统频率分裂特性研究 [J]. 电工技术学报, 2018, 33(13): 3140-3148.

[7] 程丽敏, 崔玉龙, 闫贯博. 磁耦合谐振式无线电能传输频率跟踪控制研究 [J]. 电力电子技术, 2014, 48(11): 3-6.

[8] 李阳, 张雅希, 杨庆新, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统最大功率效率点分析与实验验证 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 18-24.

[9] 李中照, 王鹏, 巩兆伟, 等. 具有抗偏移特性的无线电能传输系统研究 [J]. 电子测量技术, 2021, 40(20): 11-16.

[10] 潘超, 刘凯旭, 郑永健, 等. 计及互感参数的串联-并联型无线电能系统传输特性 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1): 39-44.

[11] 李建良, 程博. 磁耦合谐振式串串型无线电能传输系统的研究 [J]. 邵阳学院学报(自然科学版), 2018, 15(2): 46-54.

[12] 潘超, 刘凯旭, 郑永健. 电磁耦合谐振式无线电能传输系统性能研究 [J]. 电力电子技术, 2017, 51(2): 107-109.

[13] 万钧力, 陈磊. 磁耦合谐振式无线电能传输系统特性研究 [J]. 三峡大学学报(自然科学版), 2017, 39(4): 71-75.

[14] YANG Y, ZHANG X J, LUO L, et al. Research on High Power Factor Single Tube Variable Structure Wireless Power Transmission [J]. World Electric Vehicle Journal, 2021, 12(4): 214.

[15] 周宏威, 孙丽萍, 王帅, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统谐振方式分析 [J]. 电机与控制学报, 2016, 20(7): 65-73.

[16] 黄先进, 赵鹏, 游小杰, 等. 一种基于输入串联输出并联移相全桥变换器的改进交错控制方法 [J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 81-90.

[17] 李应智, 魏业文, 王琦婷, 等. 应用于磁耦合谐振式无线电能传输系统的高效率 E 类逆变电源设计方法 [J]. 电工技术学报, 2019, 34(2): 219-225.

[18] AHN D, HONG S. Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-Modulation Switching Controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 898-909.

[19] 李政, 魏峥嵘, 夏俊, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统建模与分析 [J]. 电器与能效管理技术, 2017(2): 12-16.

[20] 赵靖英, 周思诺, 崔玉龙, 等. LCL 型磁耦合谐振式无线电能传输系统的设计方法研究与实现 [J]. 高电压技术, 2019, 45(1): 228-235.

[21] 赵靖英, 周思诺, 崔玉龙, 等. 磁耦合谐振串并式无线电能传输功率稳定性研究 [J]. 电工电能新技术, 2018, 37(8): 17-26.

[22] 赵越, 沈艳霞. 基于改进粒子群优化算法的无线电能传输系统最大功率点跟踪 [J]. 信息与控制, 2021, 50(1): 113-118, 128.

责任编辑 汤振金

孙文静