

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.241064

集成无线电能传输功能的三端口 DC-DC 功率变换系统研究与设计

熊栩巍¹ 徐松¹ 聂鹏强¹ 王苗¹ 蒋伟²

(1. 江苏科技大学自动化学院 镇江 212000

2. 扬州工业职业技术学院智能制造学院 扬州 225000)

摘要 为了提高光伏储能及直流微电网中多端口直流变换器的性能并降低系统成本, 该文设计一种集成 LCL 谐振耦合无线电能传输功能的三端口直流变换拓扑。首先采用混合功率流控制方法, 两个半桥逆变器提供双端输入, 负载通过 LCL 谐振网络实现无线耦合。该拓扑允许双输入源之间共用一个 LCL 谐振网络自由传输功率, 无需额外开关元件。然后通过脉宽调制 (PWM) 法控制谐振网络中的直流平均电流, 实现功率潮流控制; 移相调制 (PSM) 法则用于调节负载端输出功率。该系统允许双输入源具有不平衡电压等级。最后详细分析拓扑结构, 在 PSIM 环境中建立了仿真模型, 并进行闭环仿真以验证该控制方法的有效性。结果表明, 通过搭建的实验平台验证了系统分析的合理性和有效性, 系统峰值效率为 93.6%, 并验证了系统具有良好的动态性能。

关键词: LCL 谐振网络 无线电能传输 混合功率流控制 移相调制 多端口变换器

中图分类号: TM724

0 引言

多端口变换器 (Multi-Port Converter, MPC) 由于其低成本、高效率、高功率密度等优点被广泛应用于电动汽车和新能源领域^[1]。相比双端口变换器, 多端口变换器允许不同端口之间进行电气连接与能量传输, 提高了系统的效率与集成度^[2], 其对于电动汽车、电动飞机及其他领域的研究和具有重大价值^[3-4]。

根据端口间的连接方式, 不同连接端口的 MPC 可分为隔离型和非隔离型^[5-6]。

非隔离型 MPC 多个端口之间无电气隔离, 具有高集成度、高效率的优点^[7]。文献[8]提出一种用于混合应用的非隔离型 MPC, 通过耦合电感实现高电压增益。文献[9]设计了一款具有两个双向端口和一个单向输出端口的非隔离 MPC, 实现功率双向流动。此外, 文献[10]提出了一种使用三绕组耦合电感的新型 MPC, 系统功率潮流通过三个功率开关调

节, 输出电压通过脉宽调制 (Pulse Width Modulation, PWM) 控制。然而, 非隔离型 MPC 的电气安全性能较低, 端口间干扰因素较大, 容易受其他端口影响, 稳定性较差。隔离型 MPC 因具有更好的电气安全性能而被广泛研究^[11]。

文献[12]提出了一种用于功率收集的隔离型 MPC, 适应宽范围的工作条件, 但每个端口都连接一个全桥逆变器, 增加了系统的成本和复杂性。文献[13]通过三个全桥控制 MPC 不同端口间功率潮流, 使用 6 个有源开关和一个变压器在光伏、储能和负载之间传输功率, 系统成本高、控制复杂。文献[14]提出了一种使用储能电池平衡负载需求的基于 LLC 的隔离型 MPC, 设计了用于连接两个光伏面板的双输入 LLC 谐振网络。采用移相调制 (Phase Shift Modulation, PSM) 分配两个光伏面板间功率潮流, 通过频率调制 (Frequency Modulation, FM) 调节输出电压 (系统效率低)。上述隔离型 MPC 均使用变压器实现不同端口间的电气隔离, 安装位置不灵活且可能导致磁饱和。

无线电能传输 (Wireless Power Transfer, WPT) 技术因便捷、安全、灵活和支持多设备充电的优势,

被广泛用于电动汽车、智能设备和工业机器人中^[15]，可以有效地实现输入端和负载端的电气隔离^[16]。此外，谐振耦合网络在 WPT 系统中决定系统效率和输出特性（恒流或恒压）^[17-18]。因此，LCL 谐振耦合网络因其稳定性和高效率被用于系统能量输入端和负载端之间的电气隔离^[19]。

综合无线电能传输技术与多端口变换器，本文提出了一种集成 LCL 谐振耦合无线电能传输功能的三端口直流变换器拓扑，以增强系统性能并降低成本。双输入源使用 LCL 耦合谐振网络连接，用于能量传输和电气隔离。通过 PWM 控制双输入源之间的功率流向及大小，通过 PSM 调节负载功率大小。

本文所设计的集成无线电能传输功能的三端口 DC-DC 功率变换器不仅适用于单个直流微电网-储能-负载的环境，同时也适用于微电网-微电网-负载、储能-储能-负载以及光伏-微电网（储能）-负载这些多源直流系统，其不仅实现了直流源与直流源之间的直流功率传输，同时以电磁感应耦合的方法将功率以无线的形式进行直流源与负载之间的隔离功率传输，实现了直流负载与源网侧之间的非接触式热插拔，间接地隔离了负载对源网侧的影响。

针对提出的变换器拓扑，本文研究了接入双直流源的输出特性。对双向能量传输端口之间的直流功率传输特性以及负载侧输出特性进行深入研究。分别设计了一次侧功率潮流控制器和负载功率控制器，实现对两输入端口之间功率流向和大小以及负载功率的调节；通过 PSIM 仿真并搭建实验平台对系统控制及实际效果进行验证。

1 三端口 DC-DC 功率变换系统框架与拓扑结构

本文所提出的集成无线电能传输功能的三端口 DC-DC 功率变换系统整体框架如图 1 所示。系统一次侧的双输入能量端口允许连接不同电压等级的直流输入源。系统二次侧采用全桥整流器为负载提供直流输出。两直流输入源之间的功率潮流可以通过 PWM 方法自由控制，同时通过 LCL 耦合谐振网络实现隔离型功率传输。所提出的系统能够同时实现一次侧双输入源间直流功率双向传输以及一、二次侧功率传输。

系统拓扑结构及控制框图如图 2 所示。端口 1 和端口 2 分别连接到 Q_1 、 Q_2 和 Q_3 、 Q_4 。 L_p 和 C_p 分别为一次侧谐振电感和电容， L_s 和 C_s 分别为二次侧谐振电感和电容， U_1 和 U_2 分别为一次侧端口 1 和

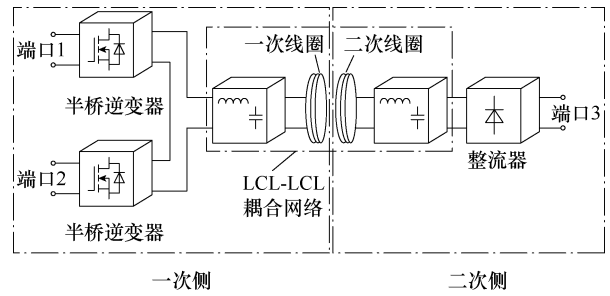


图 1 系统整体框架

Fig.1 Overall system framework

端口 2 的双输入直流电压源， u_{AB} 为 LCL 耦合谐振网络的输入电压， C_o 、 C_1 和 C_2 为稳压和滤波电容， I_1 和 I_2 分别为一次电流和二次电流， I_p 和 I_s 分别为一次和二次线圈电流， I_R 为负载输出电流， I_A 为一次侧电感平均电流。

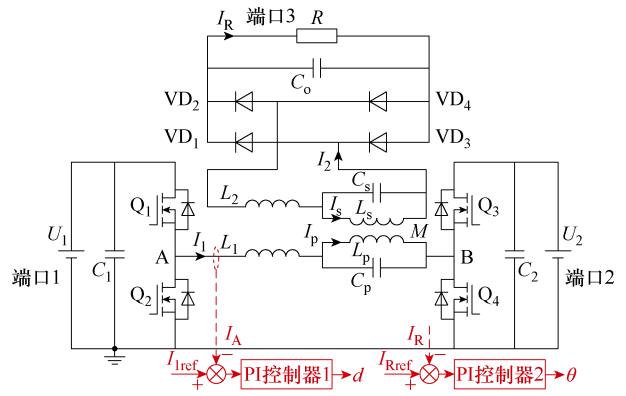


图 2 系统拓扑结构及控制框图

Fig.2 System topology and its control block diagram

2 基于开关周期的系统工作模态分析

系统采用单自由度脉宽调制策略控制开关管 Q_1 、 Q_4 的占空比 d ，实现一次侧双输入能量端口之间的功率潮流方向及大小控制；采用移相控制策略控制开关管 Q_1 、 Q_4 之间的移相角 θ ，实现负载功率调节；每个半桥臂上的开关管处于互补的工作状态，其开关时序波形如图 3 所示。

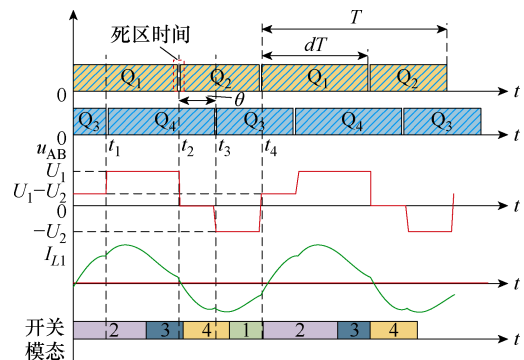


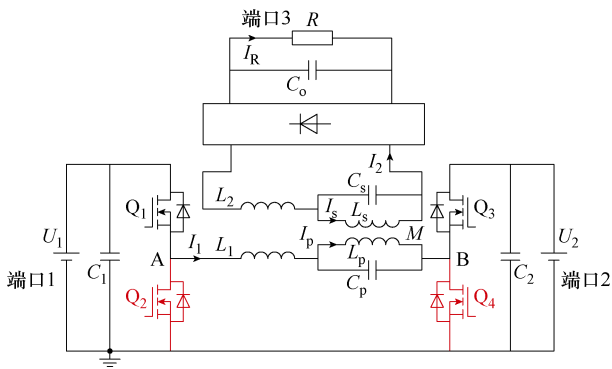
图 3 开关管导通时序波形

Fig.3 Switching sequence waveforms

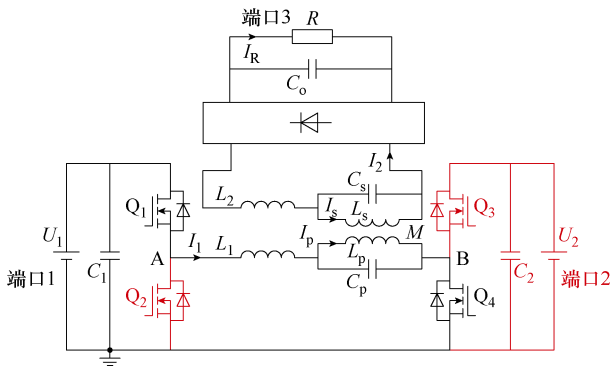
2.1 双输入一次侧等效电路时域模型

根据图 3 开关时序, 采用时域分析法对一次侧电路进行时域建模。在一个开关周期 T 内, 系统共分为四个工作模式, 各个模式下系统的能量流动如图 4 所示。

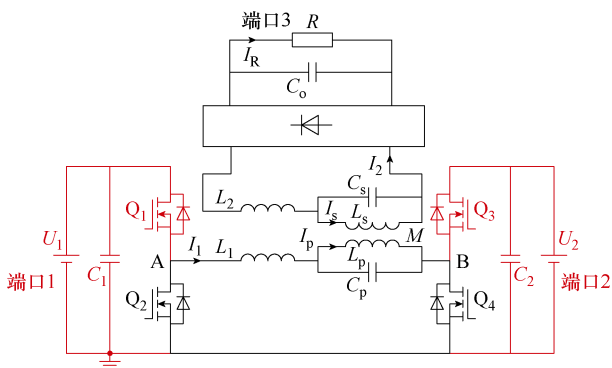
模式 1 $[t_0, t_1)$: Q_1 、 Q_3 开通, Q_2 、 Q_4 关断, 端口 1、端口 2 通过 LCL 谐振网络相连接。此时输入谐振网络两端电压 $u_{AB}=U_1-U_2$, 通过谐振网络向负载端传输功率, 同时端口 1 向端口 2 输入功率。此模式下, 系统能量流动如图 4a 所示, 一次侧电感电流 i_1 以及一次侧谐振电容 C_p 两端电压 v_C 分别为



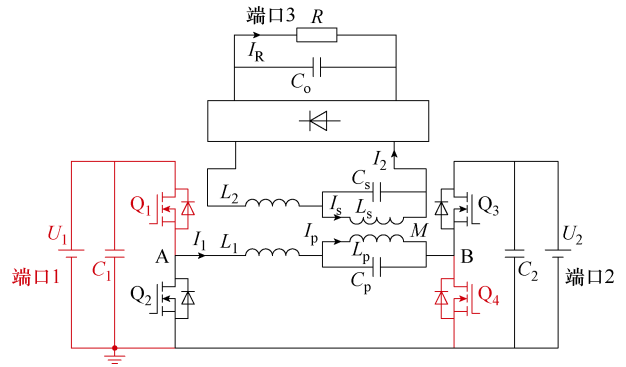
(a) 工作模式 1 $[t_0, t_1)$



(b) 工作模式 2 $[t_1, t_2)$



(c) 工作模式 3 $[t_2, t_3)$



(d) 工作模式 4 $[t_3, t_4)$

图 4 不同工作模式下系统的能量流动

Fig.4 Energy flow diagram of the system under different working modes

$$\begin{cases} i_1(t) = i_1(t_0) \cos[\omega_0(t-t_0)] + \frac{U_1 - U_2 - v_C(t_0)}{Z} \sin[\omega_0(t-t_0)] \\ v_C(t) = U_1 - U_2 + (-U_1 + U_2 + v_C(t_0)) \cos[\omega_0(t-t_0)] - i_1(t_0) Z \sin[\omega_0(t-t_0)] \end{cases} \quad (1)$$

式中, ω_0 为谐振频率 f 对应的角频率; Z 为系统的等效阻抗。

模式 2 $[t_1, t_2)$: Q_1 、 Q_4 开通, Q_2 、 Q_3 关断, 仅有端口 1 接入 LCL 谐振网络, 此时输入谐振网络两端电压 $u_{AB}=U_1$ 。谐振网络电压激增, 一次侧电感电流继续增加, 向端口 2 传输的功率继续增加。此阶段, 系统能量流动如图 4b 所示, 一次侧电感电流 i_1 以及一次侧谐振电容 C_p 两端电压 v_C 分别为

$$\begin{cases} i_1(t) = i_1(t_1) \cos[\omega_0(t-t_1)] + \frac{U_1 - v_C(t_1)}{Z} \sin[\omega_0(t-t_1)] \\ v_C(t) = U_1 + (-U_1 + v_C(t_1)) \cos[\omega_0(t-t_1)] - i_1(t_1) Z \sin[\omega_0(t-t_1)] \end{cases} \quad (2)$$

模式 3 $[t_2, t_3)$: Q_2 、 Q_4 开通, Q_1 、 Q_3 关断, 输入 LCL 谐振网络电压 $u_{AB}=0$, 此时仅有谐振腔向负载提供能量。此阶段, 系统能量流动如图 4c 所示, 一次侧电感电流 i_1 以及一次侧谐振电容 C_p 两端电压 v_C 分别为

$$\begin{cases} i_1(t) = i_1(t_2) \cos[\omega_0(t-t_2)] + \frac{-v_C(t_2)}{Z} \sin[\omega_0(t-t_2)] \\ v_C(t) = v_C(t_2) \cos[\omega_0(t-t_2)] + i_1(t_2) Z \sin[\omega_0(t-t_2)] \end{cases} \quad (3)$$

模式 4 $[t_3, t_4)$: Q_2 、 Q_3 开通, Q_1 、 Q_4 关断, 此时输入 LCL 谐振网络两端电压 $u_{AB}=-U_2$ 。此阶段,

系统能量流动如图 4d 所示, 一次侧电感电流 i_1 以及一次侧谐振电容 C_p 两端电压 v_C 分别为

$$\begin{cases} i_1(t) = i_1(t_3) \cos[\omega_0(t-t_3)] - \frac{U_2 + v_C(t_3)}{Z} \sin[\omega_0(t-t_3)] \\ v_C(t) = v_C(t_3) \cos[\omega_0(t-t_3)] + i_1(t_3) Z \sin[\omega_0(t-t_3)] + U_2 \cos[\omega_0(t-t_3) - 1] \end{cases} \quad (4)$$

系统稳态时, 一次侧电感电流波形具有连续性和周期性, 不同阶段 $i_1(t)$ 以及 $v_C(t)$ 初始值关系为

$$\begin{cases} i_1(t_0) = i_1(t_4) \\ i_1(t_1) + i_1(t_3) = 2I_A \\ v_C(t_0) = v_C(t_4) \end{cases} \quad (5)$$

求得在周期 T 内, 一次侧电感电流平均值 I_A 为

$$I_A = \frac{1}{t_4 - t_0} \int_{t_0}^{t_4} i_1(t) dt \quad (6)$$

由时域分析结果可知, 通过控制 I_A 大小可实现双输入能量端口间功率潮流大小和流向的控制。 $I_A > 0$ 时, 双输入能量端口功率潮流流向端口 2; $I_A < 0$ 时, 双输入能量端口功率潮流流向端口 1。这一特性使得不同电压等级的两个输入源在接入系统时可任意调换位置, 具有较大的安装灵活度。本次采用 PWM 策略实现对一次侧电感电流平均值 I_A 的精准控制, 进而控制双输入能量端口之间功率潮流的大小和方向。

2.2 谐振耦合式无线电能传输特性分析及建模

本文选取 LCL-LCL 大容量谐振耦合网络作为系统能量传输的桥梁以及一次侧双输入能量端口与负载端口之间的电气隔离装置, 二次侧谐振补偿网络拓扑如图 5 所示。

L_1 、 L_2 分别为一次侧、二次侧谐振补偿电感。

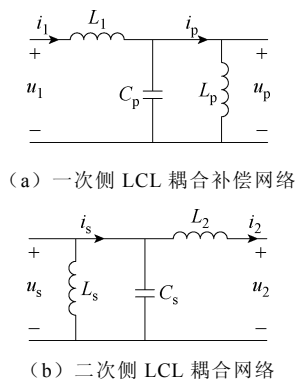


图 5 二次侧谐振补偿网络拓扑

Fig.5 Primary and secondary resonance compensation network topology

本次采用传统的 LCL 谐振网络配置方法, 即 $L_1 = L_p$, $L_s = L_2$ 。LCL 耦合网络部分谐振频率为

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (7)$$

式中, L 为谐振电感; C 为谐振电容。

由式 (7) 可知, 一次侧 LCL 耦合补偿网络谐振频率为 $f_1 = 1/(2\pi\sqrt{L_p C_p})$, 二次侧 LCL 耦合补偿网络谐振频率为 $f_2 = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_s})$, 当二次侧谐振网络的谐振频率与系统工作频率一致时, 系统处于最大功率点, 即 $f_1 = f_2$ 。

基于磁耦合理论和交流阻抗法对 LCL 谐振网络进行建模, 其耦合互感模型如图 6 所示。图 6 中, M 为一次线圈和二次线圈之间的互感; u_{AB} 为输入交流电压; ω 为系统工作角频率; Z_1 、 Z_2 分别为系统的总阻抗和二次侧阻抗; Z_r 为二次侧对一次侧的反射阻抗, $Z_r = \frac{1}{k} Z_2$, k 为耦合系数; 全桥整流器及负载电阻 R 可等效为电阻 R_q , 即

$$R_q = \frac{8}{\pi^2} R \quad (8)$$

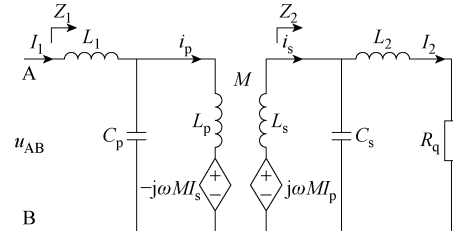


图 6 双边 LCL 谐振网络互感模型

Fig.6 Mutual inductance model of the double-side LCL resonant network

系统总阻抗 Z_1 为

$$Z_1 = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_p + (j\omega L_p + Z_r)^{-1}} \quad (9)$$

二次侧阻抗 Z_2 为

$$Z_2 = \frac{\sqrt{L_s} R}{\sqrt{L_s} - j\sqrt{2C_s} R} \quad (10)$$

一次线圈电流与二次线圈电流之间的关系可以基于磁耦合理论进行计算, 具体如下

$$I_1 = \frac{U_{in}}{Z_1} = \frac{U_{in} C_p M^2 R_q}{L_p L_s^2} \quad (11)$$

$$I_2 = \frac{k U_{AB}}{j\omega \sqrt{L_p L_s}} \quad (12)$$

$$I_p = \frac{U_{AB}}{j\omega L_1} \quad (13)$$

式中, U_{AB} 为 u_{AB} 的峰峰值。根据式 (8) 和式 (12), I_R 可计算为

$$I_R = \frac{2\sqrt{2}}{\pi^2} \cdot \frac{kU_{AB}}{\omega\sqrt{L_p L_s}} \quad (14)$$

由式 (14), 负载电流仅与谐振网络端输入电压有关, 与负载无关。系统具有负载无关的恒流输出特性。

3 控制系统设计

本文所设计的系统具有两部分功率转换: ① 双输入能量端口间的功率潮流; ② 二次侧负载端口的输出功率。因此, 系统的控制策略分为两部分: ① 一次侧平均电流控制; ② 二次侧功率调节控制。采用 PWM 控制一次侧平均电流方向与大小, 使用 PSM 调节负载功率大小。设计的控制系统框图如图 7 所示, 图中 I_{Rref} 和 I_{1ref} 分别为 I_R 和 I_A 的参考值。

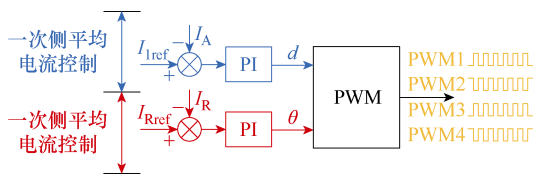


图 7 双闭环控制器框图

Fig.7 Block diagram of double closed-loop controller

一次侧平均电流控制旨在控制系统一次侧双输入能量端口之间的功率潮流流向和大小, 其控制框图如图 8 所示。图中, $G_{1i}(s)$ 为占空比 d 对一次侧平均电流的传递函数, $T_1(s)$ 为电流传感器传递函数, $H_{1i}(s)$ 为反馈回路传递函数。

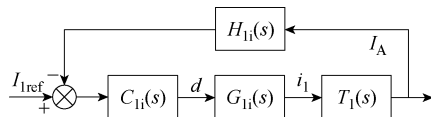


图 8 一次侧电感电流平均值控制框图

Fig.8 Primary side inductor current average value control block diagram

根据小信号建模法得到占空比对一次电流平均值的传递函数, 如式 (15) 所示, 结合系统参数, 可在 Matlab 中绘制出经过 PI 控制器补偿之前的系统开环传递函数伯德图如图 9 所示。

$$G_{di}(s) = \frac{\hat{i}_A(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\frac{v_1}{(1-d)^3 R_L} [(1+d) + RCs]}{\frac{LC}{(1-d)^2} s^2 + \frac{L}{(1-d)^2 R} s + 1} \quad (15)$$

式中, $\hat{i}_A(s)$ 、 $\hat{d}(s)$ 为在平均模型基础上引入的小信号分量。

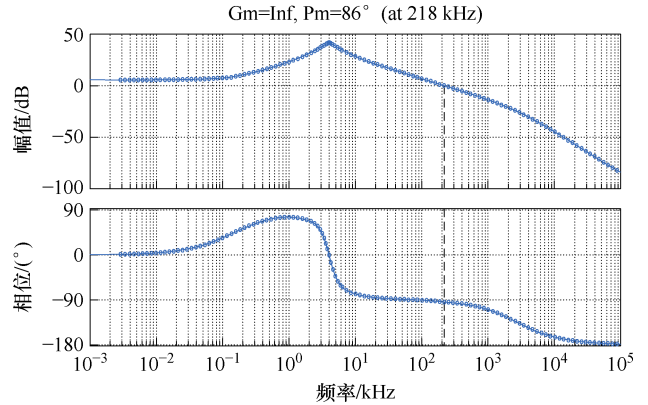


图 9 系统补偿前开环传递函数伯德图

Fig.9 Bode plot of open-loop transfer function before compensation

由图 9 可知, 开环系统在低频段的幅频特性曲线斜率近似为 0, 系统增益小。且系统穿越频率为 218 kHz, 相位裕度为 86°, 动态响应特性慢。为提升系统动态性能, 对 PI 控制器进行控制参数补偿设计。最终得到系统参数分别为 $K_p=0.0473$ 、 $K_I=482$ 。系统传递函数伯德图如图 10 所示。

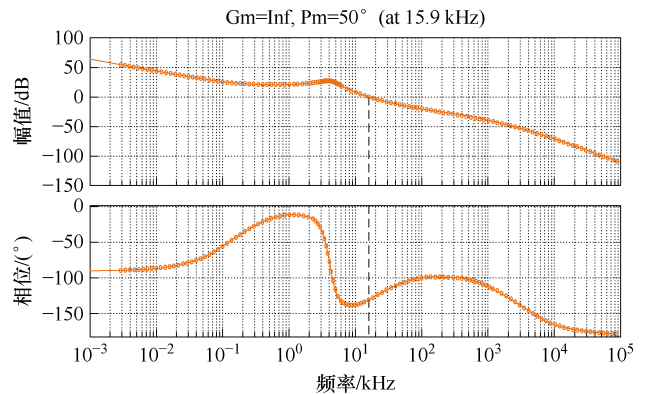


图 10 系统补偿后开环传递函数伯德图

Fig.10 Bode plot of open-loop transfer function after compensation

补偿后的系统幅值裕度无穷大, 相位裕度为 50°, 满足控制系统稳定性要求。

4 PSIM 下系统闭环仿真实验

为验证所设计系统拓扑结构的合理性与控制系统的有效性, 利用电力电子仿真软件 PSIM 对系统

闭环控制器响应等特性进行扫描与验证。主要包括相同/不同电压等级下，一次侧平均电流与负载电流双闭环控制器控制效果验证，仿真参数见表1。

表1 系统仿真参数

Tab.1 System simulation parameters

参数	数值
$C_p/\mu\text{F}$	0.2
$C_s/\mu\text{F}$	0.1
$L_1, L_p/\mu\text{H}$	17.5
$L_2, L_s/\mu\text{H}$	35
系统工作频率 f/kHz	85
输入电压范围/V	12~48

为验证闭环控制器的有效性，分别在双输入能量端口处于相同电压等级和不同电压等级情况下进行闭环控制器有效性验证。

在双输入能量端口处于相同电压等级 ($U_1=U_2=48\text{V}$)，负载为 $50\ \Omega$ 条件下，设置一次侧平均电流为 2 A，负载电流为 1 A，其闭环仿真结果如图 11 所示。

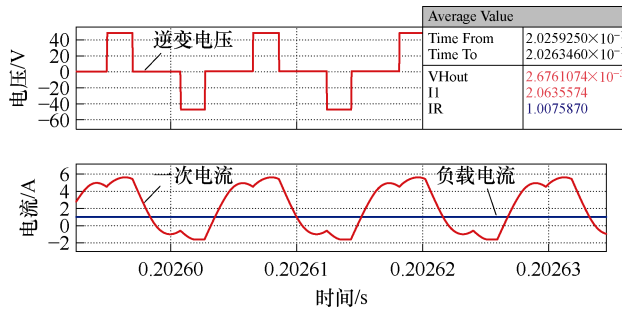


图 11 相同电压等级下 ($U_1=U_2=48\text{V}$) 的闭环仿真结果

Fig.11 Closed-loop simulation results under the same voltage level ($U_1=U_2=48\text{V}$)

在双输入能量端口处于不同电压等级情况下 ($U_1=48\text{V}, U_2=36\text{V}$)，设置一次侧平均电流为 2 A，负载电流为 1 A，其闭环仿真结果如图 12 所示。

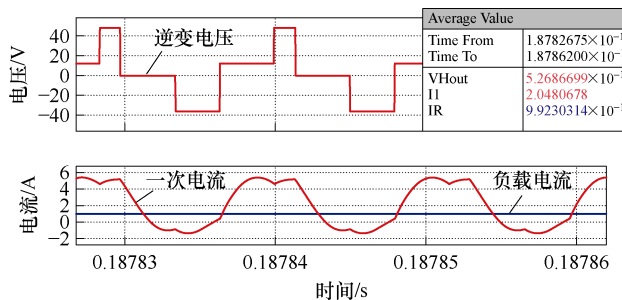


图 12 不同电压等级下 ($U_1=48\text{V}, U_2=36\text{V}$) 的闭环仿真结果

Fig.12 Closed-loop simulation results under different voltage levels ($U_1=48\text{V}, U_2=36\text{V}$)

综合图 11、图 12，系统在不同输入电压等级条件下均达到了预设值，闭环控制器取得了良好的控制效果，证明了所设计闭环控制器的有效性。

5 实验结果分析

为验证理论分析的正确性以及所设计控制器的有效性，搭建如图 13 所示的实验平台。

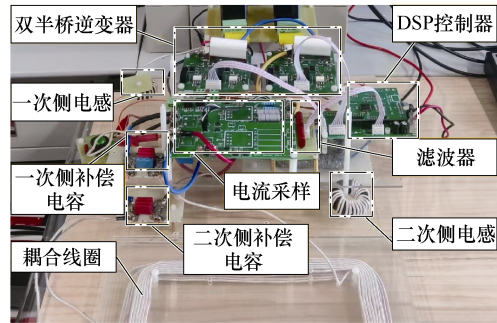


图 13 双直流源接入下系统实验平台

Fig.13 System experimental verification platform with dual DC source access

所搭建的系统的双输入能量端口分别接入直流电源和储能电池，且谐振补偿电路相关元器件参数与仿真参数一致，其他元器件的具体参数见表 2。

表 2 实验参数

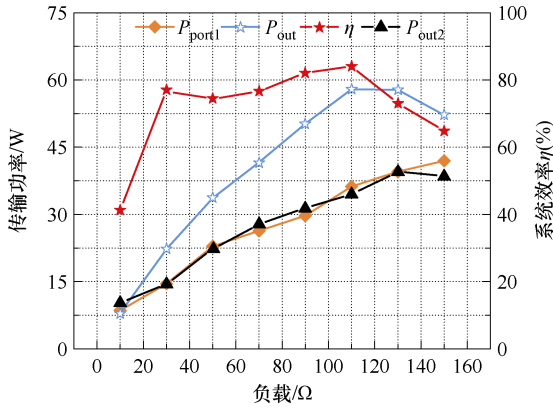
Tab.2 System parameters

参数	数值 (型号)
开关频率 f_s/kHz	85
一次侧电感 $L_1/\mu\text{H}$	17.5
一次侧谐振电感 $L_p/\mu\text{H}$	17.5
二次侧电感 $L_2/\mu\text{H}$	35
二次侧谐振电感 $L_s/\mu\text{H}$	35
一次侧谐振电容 $C_p/\mu\text{F}$	0.2
二次侧谐振电容 $C_s/\mu\text{F}$	0.1
电压输入等级范围/V	12~48
数字控制器	dsPIC33FJ64GS606
负载类型	300 W 电子负载
蓄电池/(V/V)	24/48
电流传感器	CHCS-PS3.3 闭环霍尔电流传感器

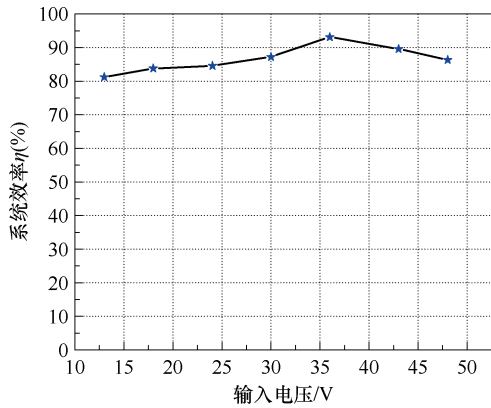
5.1 系统开环扫描及闭环实验

由理论分析可知系统具有负载恒流输出特性。然而仍有必要探究负载功率 P_{out} 、系统效率 η 与双输入能量端口功率 P_{port1} 、 P_{port2} 以及负载之间的关系，对不同负载阻值与输入电压下系统功率与效率进行扫描，如图 14 所示。图 14a 为在双输入能量端口电压水平相同 ($U_1=U_2=24\text{V}$) 的情况下，固定移

相角 θ ，改变负载，负载功率 P_{out} 、输入功率 P_{port1} 、 P_{port2} 和系统效率 η 的关系。最大系统效率在负载为 110Ω 的条件下达到 87.93%。



(a) 系统传输功率、效率及负载



(b) 系统传输效率及输入电压

图 14 系统效率曲线

Fig.14 System efficiency curves

图 14b 为固定移相角 $\theta=0^\circ$ 且 $R=100 \Omega$ 时，改变双端口输入电压等级（一次侧两能量端口电压等级相同）的系统效率变化。当输入电压等级为 36 V 时，系统达到最高效率 93.6%。

由理论分析和仿真结果可知，双输入能量端口直流功率潮流大小和方向可通过 PWM 策略调控。为验证理论分析与仿真结果的合理性，固定负载阻值为 50Ω ，移相角为 0° ，设定双输入能量端口电压处于相同电压等级 ($U_1=U_2=24 \text{ V}$) 下，控制一次电流平均值 I_A 在 $[-5, 5] \text{ A}$ 区间内变化，得到系统各端口之间的功率及效率随一次电流平均值的开环扫描结果，如图 15 所示。由于直流稳压电源仅具有单向供电功能，不满足本系统输入端口双向功率要求，本次双输入能量端口侧均接入可双向能量传输的 24 V 电池组。

当 I_A 在 $[-5, -2] \text{ A}$ 区间内时，负载功率由端口 2 提供，同时，双输入能量端口之间的功率潮流流向

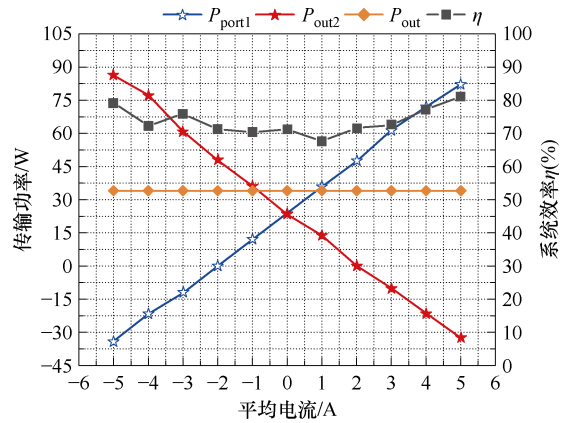


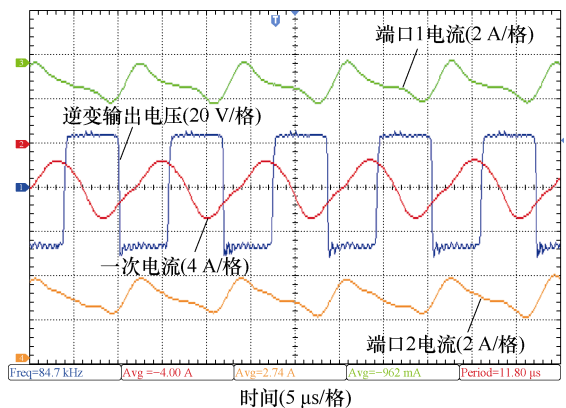
图 15 双输入能量端口侧直流功率传输开环扫描实验结果

Fig.15 Dual half-bridge port side DC power transmission open-loop scan experimental results

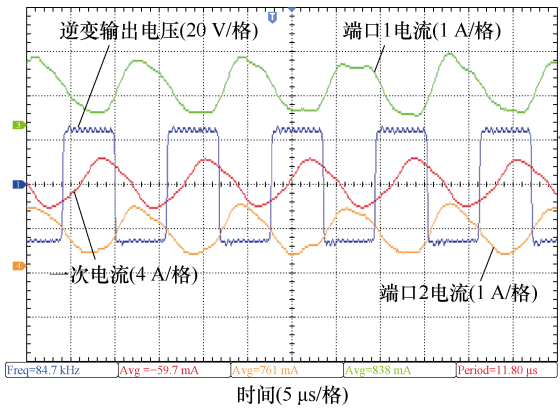
为端口 2 流向端口 1。当 $I_A=-2 \text{ A}$ 时，双输入能量端口之间的端口 1 停止向端口 2 输送功率，系统达到模式切换临界点；当 I_A 在 $[-2, 2] \text{ A}$ 区间内变化时，负载功率由端口 1 与端口 2 协同提供，进入协同工作模式。并在 $I_A=0 \text{ A}$ 时，端口 1 与端口 2 输出功率相同；当 I_A 在 $[2, 5] \text{ A}$ 区间内时，负载端仅由端口 1 提供功率。同时，双输入能量端口之间的功率潮流流向为端口 1 流向端口 2。系统开环扫描实验结果表明：①系统一次电流平均值可以有效实现双输入能量端口之间功率流向以及大小的控制和分配；②负载侧输出功率不受系统一次电流平均值影响，能维持稳定功率输出。

为验证所设计的一次电流平均值控制器实际控制效果，固定负载阻值为 50Ω ，移相角为 0° ，在双输入能量端口处于相同电压等级 ($U_1=U_2=24 \text{ V}$) 下，其闭环控制实验结果如图 16 所示。

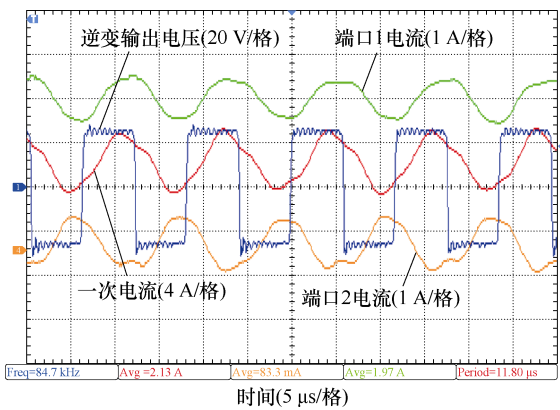
系统一次电流平均值均达到了预期设定值，验证了所设计的一次电流平均值控制器的有效性。结合系统开环扫描实验结果，证明了通过一次电流平



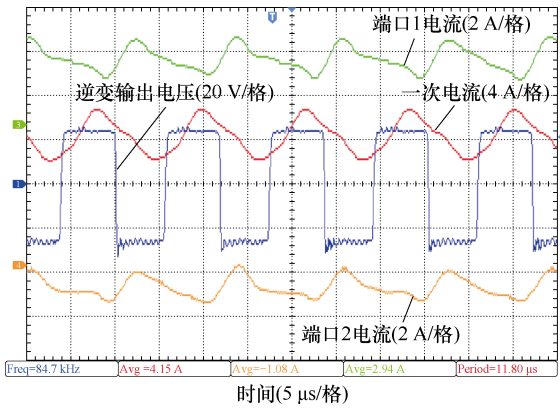
(a) Ave(I_1)控制为 -4 A 时



(b) Ave(I_1)控制为 0 A 时



(c) Ave(I_1)控制为 2 A 时



(d) Ave(I_1)控制为 4 A 时

图 16 相同电压等级 ($U_1=U_2=24\text{ V}$) 下, 双输入能量端口直流功率传输闭环控制实验结果

Fig.16 Dual half-bridge port DC power transmission closed-loop control experimental results at the same voltage level ($U_1=U_2=24\text{ V}$)

均值控制器控制一次电流平均值以及对一次侧双输入能量端口间的功率潮流方向与大小控制的合理性。

5.2 系统输出功率开环扫描及闭环验证

5.2.1 系统输出功率开环扫描

在谐振式无线电能传输系统中, 移相控制策略常被用于调节负载功率。根据理论分析和仿真结果,

移相控制策略同样适用在本系统中调节负载侧功率。

为验证移相策略对系统负载功率的影响, 在基于理论分析与仿真验证的基础上, 对所设计系统进行实验分析。为简化分析, 设置双输入能量端口处于相同电压等级 ($U_1=U_2=24\text{ V}$), 负载阻值为 $50\ \Omega$ 。图 17 为无线接口输出特性开环扫描结果, 由图 17 可得, 固定一次电流平均值, 负载电流与移相角在 $0^\circ\sim 180^\circ$ 范围内呈负相关, 并在移相 180° 时, 负载电流达到最小值; 负载电流与移相角在 $180^\circ\sim 360^\circ$ 范围内呈正相关。此外, 在固定移相角时, 一次电流平均值对负载电流无显著影响, 负载端口功率不受双输入能量端口之间功率潮流影响。

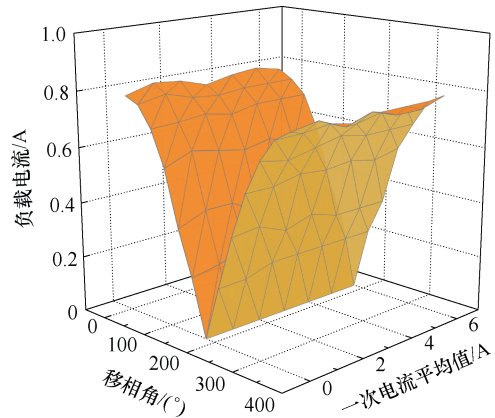


图 17 无线接口侧输出特性开环扫描结果

Fig.17 Wireless interface side output characteristics open loop scan results

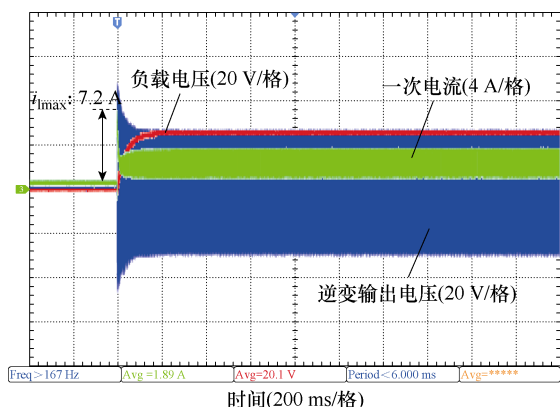
5.2.2 系统输出功率闭环控制验证

为检验所设计系统负载侧控制器控制效果, 设计系统输出功率闭环控制实验, 主要包括: ①双输入能量端口处于相同电压等级下, 负载电流闭环控制实验; ②双输入能量端口处于不同电压等级下, 负载电流闭环控制实验。

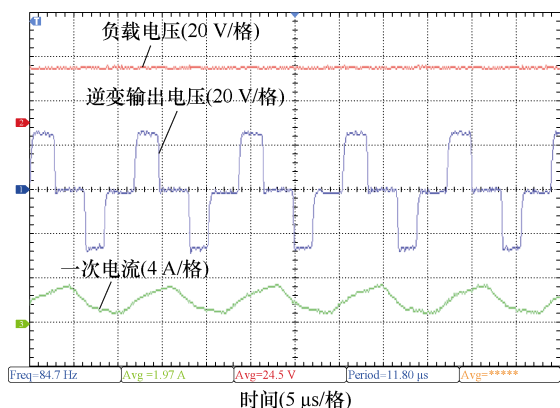
在双输入能量端口处于相同电压等级下, 负载电流闭环控制实验中, 设定双输入能量端口处于相同电压等级 ($U_1=U_2=24\text{ V}$), 负载阻值 $50\ \Omega$, 一次电流平均值设定 2 A, 负载电流设定 0.5 A, 其闭环实验结果如图 18 所示。由图 18a 可知, 控制器在经过超限幅值 (7.2 A) 后迅速达到设定值。从图 18b 可知, 系统一次电流平均值为 1.97 A, 负载电压为 24.5 V, 计算出负载电流为 0.49 A, 符合预设值。

在双输入能量端口处于不同电压等级下负载电流闭环控制实验中, 设定双输入能量端口分别接入不同电压等级的直流源 ($U_1=36\text{ V}$, $U_2=24\text{ V}$), 并固定负载阻值为 $50\ \Omega$, 一次电流设定 2 A, 负载电

流设定 0.5 A。



(a) 动态响应过程

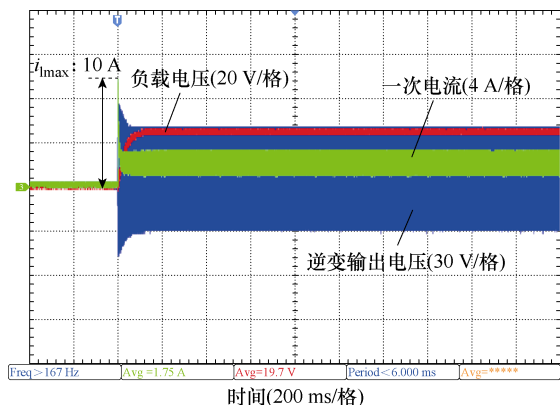


(b) 系统稳态波形

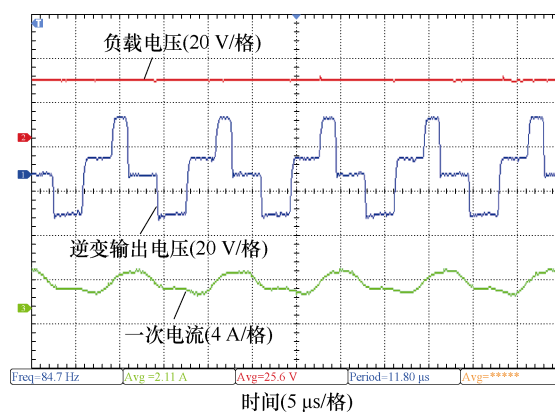
图 18 相同电压等级下 ($U_1=U_2=24\text{ V}$) 负载电流闭环控制实验结果

Fig.18 Experimental results of load current closed-loop control under different voltage levels ($U_1=24\text{ V}$, $U_2=24\text{ V}$)

图 19 为双输入能量端口分别接入 36 V 直流稳压电源和 24 V 电池组时，负载电流闭环控制实验。启动时，一次电流经过超调 (10 A) 后迅速达到稳态。从图 19b 得，稳态时一次电流平均值为 2.11 A，负载电压为 25.6 V，计算出负载电流为 0.512 A，达



(a) 动态响应过程



(b) 系统稳态波形

图 19 不同电压等级下 ($U_1=36\text{ V}$, $U_2=24\text{ V}$) 负载电流闭环控制实验结果

Fig.19 Experimental results of load current closed-loop control under different voltage levels ($U_1=36\text{ V}$, $U_2=24\text{ V}$) 到了预期控制效果。

系统输出功率闭环控制实验结果表明：所设计系统在不同输入电压等级下均能实现对一次电流平均值以及负载电流的精确有效控制，证明了所设计控制器的有效性。

5.3 系统动态响应性能实验

为验证所设计系统在负载突变以及双输入能量端口电压等级突变时的动态性能以及鲁棒性，设计了系统动态响应性能实验，主要包括：①系统负载突变响应性能实验；②双输入能量端口电压等级突变系统动态响应实验。

在负载突变响应性能实验中，双输入能量端口电压等级为 24 V，一次电流平均值设定 2 A，负载电流设定 0.8 A，利用可编程电子负载将负载阻值由 10 Ω 突变至 50 Ω，系统动态响应实验结果如图 20 所示。

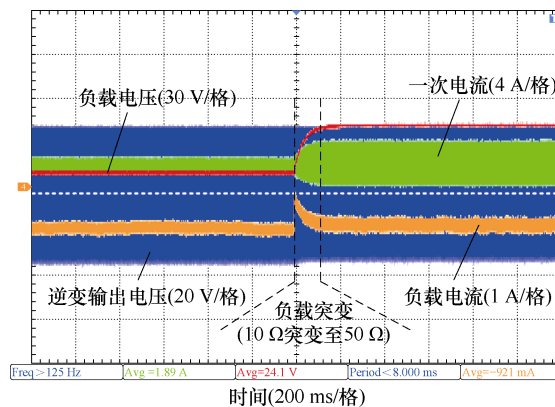


图 20 负载突变时系统的动态响应实验结果

Fig.20 Experimental results of the dynamic response of the system when the load changes suddenly

由图 20 可得, 负载突变前, 阻值为 $10\ \Omega$, 负载电流为 $0.8\ \text{A}$, 维持稳定功率输出, 一次电流平均值达到设定值 $2\ \text{A}$, 系统稳定运行。负载突变时, 一次电流幅值增大至新的稳态点, 且保持一次电流平均值不变, 此阶段持续 $0.1\ \text{s}$ 。结果表明, 所设计的控制器针对负载突变具有较好的鲁棒性和动态响应性能, 能在负载突变情况下维持一次电流平均值和负载侧电流稳定。

在双输入能量端口电压等级突变实验中, 固定负载阻值为 $50\ \Omega$, 设定一次电流平均值为 $2\ \text{A}$, 双输入能量端口分别接入 $24\ \text{V}$ 储能电池组和可编程直流稳压电源。设置响应参数, 将接入稳压电源的双输入能量端口电压从 $36\ \text{V}$ 突变到 $24\ \text{V}$, 此时系统的动态响应性能实验结果如图 21 所示。

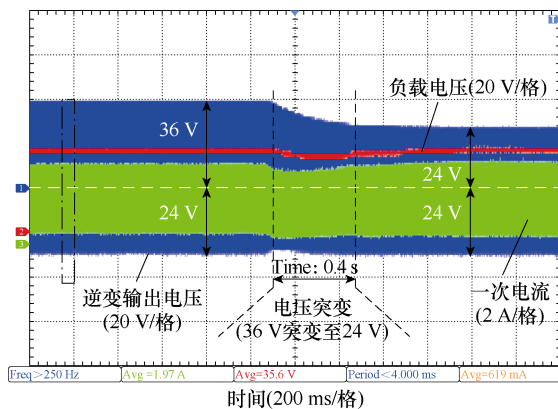


图 21 端口输入电压突变时系统的动态响应实验结果
Fig.21 Experimental results of the dynamic response of the system when the port input voltage changes suddenly

由图 21 中的实验波形可知, 电压等级突变前, 一次电流平均值为 $2\ \text{A}$, 负载电压为 $36\ \text{V}$, 负载侧功率稳定输出; 电压突变后, 逆变输出电压幅值减小至新平衡点, 一次电流平均值稳定; 此过程中, 负载电压变化忽略不计, 负载侧功率稳定输出。系统动态响应过程为 $0.4\ \text{s}$, 且在电压突变前后维持负载功率稳定并实现一次电流平均值有效控制。

系统动态响应性能实验结果表明, 所设计的控制器在负载阻值突变以及双输入能量端口电压等级突变情况下, 能维持负载功率稳定且有效控制一次电流平均值, 具有很好的鲁棒性和动态响应性能。

6 结论

本文提出了一种新型的三端口变换器, 用于连接双输入直流电源和负载, 该变换器利用 LCL 谐振腔在不同端口之间传递能量。可通过控制 LCL 谐振

腔内的平均直流偏置电流进行端口功率的方向和大小控制。采用两个 PI 控制器分别通过 PWM 和 PSM 调节输入端口的能量传递功率和负载功率。通过时域分析和 LCL 耦合分析, 验证了输入端口的功率分布和与负载无关的恒流特性。最后, 搭建了一个基于 dsPIC33FJ64GS606 的实验平台, 验证了系统的功能与控制的有效性, 同时也验证了所设计的系统在动态变化下的响应性能。

参考文献

- [1] 刘计龙, 陈鹏, 肖飞, 等. 面向舰船综合电力系统的 $10\ \text{kV}/2\ \text{MW}$ 模块化多电平双向直流变换器控制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(4): 983-997.
Liu Jilong, Chen Peng, Xiao Fei, et al. Control strategy of $10\ \text{kV}/2\ \text{MW}$ modular multilevel bidirectional DC-DC converter for vessel integrated power system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(4): 983-997.
- [2] 廖志贤, 李彬彬, 索之闻, 等. 磁集成三端口电力电子变压器的改进控制方法[J]. 电力系统自动化, 2023, 47(11): 133-143.
Liao Zhixian, Li Binbin, Suo Zhiwen, et al. Improved control method for three-port power electronic transformer based on magnetic integration[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(11): 133-143.
- [3] 杨奕, 张葛, 曹桂梅, 等. 基于多线圈阵列的单管无线电能传输电路优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5398-5410.
Yang Yi, Zhang Ge, Cao Guimei, et al. Optimization on single-switch wireless power transfer circuit based on multi-coils array[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5398-5410.
- [4] 何晓坤, 胡仁杰, 陈武. 一种适用于新能源中压直流汇集的无环流零电流软开关三电平谐振式复合全桥变换器[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5274-5287.
He Xiaokun, Hu Renjie, Chen Wu. A novel circulating current free zero current switching three-level resonant composite full bridge converter for new energy medium voltage DC collection system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5274-5287.

- [5] Li Haoran, Zhang Zhiliang, Wang Shengdong, et al. A 300-kHz 6.6-kW SiC bidirectional LLC onboard charger[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2020, 67(2): 1435-1445.
- [6] Pannala S, Patari N, Srivastava A K, et al. Effective control and management scheme for isolated and grid connected DC microgrid[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2020, 56(6): 6767-6780.
- [7] Yang Weiye, Ma Jianjun, Zhu Miao, et al. Open-circuit fault diagnosis and tolerant method of multiport triple active-bridge DC-DC converter[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2023, 59(5): 5473-5487.
- [8] 周玮, 郑宇锋, 陈泽林, 等. 基于副边解耦极板的电容式无线电能传输系统拾取端失谐评估[J]. *电力系统自动化*, 2024, 48(3): 142-149.
Zhou Wei, Zheng Yufeng, Chen Zelin, et al. Detuning estimation of pickup loop in capacitive wireless power transfer system based on secondary-side decoupled capacitive coupler[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2024, 48(3): 142-149.
- [9] 黄东晓. 计及交叉耦合的多负载磁耦合无线电能传输系统特性分析[J]. *电气技术*, 2023, 24(4): 9-14, 21.
Huang Dongxiao. Analysis of transmission characteristics of multi-loads wireless power transfer system with cross-coupling[J]. *Electrical Engineering*, 2023, 24(4): 9-14, 21.
- [10] Mungekar S, Mallik A. An improved GHA-enabled steady state model-derived semiconductor loss optimization for a three-port C3L3 resonant converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2024, 39(6): 7654-7674.
- [11] Wang Kaixuan, Wu Fengjiang, Su Jianyong, et al. Three-phase single-stage three-port high-frequency isolated DC-AC converter[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2023, 38(9): 11113-11124.
- [12] Aljarajreh H, Lu D D C, Siwakoti Y P, et al. A nonisolated three-port DC-DC converter with two bidirectional ports and fewer components[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2022, 37(7): 8207-8216.
- [13] 侯信宇, 夏卉, 石勇. 三线圈无线电能传输系统分段补偿技术研究[J]. *电源学报*, 2023, 21(6): 49-56.
Hou Xinyu, Xia Hui, Shi Yong. Research on segmented compensation technology for three-coil WPT system[J]. *Journal of Power Supply*, 2023, 21(6): 49-56.
- [14] Uno M, Sato M, Tada Y, et al. Partially isolated multiport converter with automatic current balancing interleaved PWM converter and improved transformer utilization for EV batteries[J]. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 2023, 9(1): 1273-1288.
- [15] 张杰, 赵航, 许知博, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统变电容调谐控制方法研究[J]. *电源学报*, 2023, 21(6): 102-110.
Zhang Jie, Zhao Hang, Xu Zhibo, et al. Variable capacitance tuning control method for magnetically-coupled resonant wireless power transfer system[J]. *Journal of Power Supply*, 2023, 21(6): 102-110.
- [16] Regensburger B, Sinha S, Kumar A, et al. High-performance multi-MHz capacitive wireless power transfer system for EV charging utilizing interleaved-foil coupled inductors[J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2022, 10(1): 35-51.
- [17] 李江南, 李锐华, 胡波. 一种单发射多接收磁耦合式多频谐振无线电能传输方法[J]. *电气技术*, 2023, 24(11): 1-9, 27.
Li Jiangnan, Li Ruihua, Hu Bo. A single-transmitter-multiple-receiver magnetic coupling multi-frequency resonant wireless power transfer method[J]. *Electrical Engineering*, 2023, 24(11): 1-9, 27.
- [18] 唐丁源, 周玮, 黄亮, 等. 具有恒压输出特性的电场耦合式动态无线电能传输技术[J]. *电工技术学报*, 2023, 38(20): 5385-5397.
Tang Dingyuan, Zhou Wei, Huang Liang, et al. Dynamic electric-field coupled wireless power transfer system with constant voltage output characteristics[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2023, 38(20): 5385-5397.
- [19] Zhou Lingyun, Liu Shunpan, Li Yundi, et al. Efficiency optimization of LCC-S compensated multiple-receiver bidirectional WPT system for stackers in automated storage and retrieval systems[J]. *IEEE*

Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12):
15693-15705.

E-mail: 2952884599@qq.com

徐松男, 1991年生, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为直流微网底层功率变换技术、现代电力电子技术、无线电能传输技术、智能控制于工业及电力电子中的应用技术等。

作者简介

熊翔巍男, 2003年生, 本科在读, 研究方向无线电能传输技术。

E-mail: songxu@just.edu.cn (通信作者)

Research and Design of a Three-Port DC-DC Converter System with Integrated Wireless Power Transfer Capability

Xiong Xuwei¹ Xu Song¹ Nie Pengqiang¹ Wang Miao¹ Jiang Wei²

(1. School of Automation Jiangsu University of Science and Technology Zhenjiang 212000 China

2. College of Intelligent Manufacturing Yangzhou Polytechnic Institute Yangzhou 225000 China)

Abstract Renewable energy systems have gained continuous attention for achieving “carbon peak” and “carbon neutrality”, especially DC conversion technologies for renewable energy conversions. Multi-port converter (MPC) has been widely applied in renewable energy systems and electric vehicles due to the characteristics of low cost, high efficiency, and high power density. The non-isolated MPC suffers poor stability due to insufficient electrical isolation between ports. In contrast, isolated converters are often more complex and less flexible. Wireless power transfer (WPT) technology offers convenience, safety, flexibility, and the ability to charge multiple devices, effectively achieving electrical isolation between input and load ports. Thus, combined with WPT and MPC technologies, this paper proposes a three-port DC-DC converter with integrated wireless power transfer capability. The proposed topology facilitates DC power transfer between multiple DC sources with the same or different voltage levels. It enables wireless power transfer between DC sources and load by introducing WPT coupling technologies. The system achieves non-contact hot plug & play between DC loads and the power grid side, which indirectly isolates the impact of the load on the power grid.

The system employs a hybrid power flow control method, with dual half-bridge micro-inverters providing the dual input ports. The load port is wirelessly coupled through an LCL-LCL-type resonant coupling network connected to a full-bridge rectifier. This three-port topology is simple and highly flexible, allowing free power transmission between dual input sources, with the two sources sharing one LCL resonant tank for power transmission to the load without any additional circuit components. System control strategies can be divided into two phases: Phase 1: pulse width modulation (PWM) controls the power flow between two DC sources by controlling the average DC offset current in the LCL resonant tank, enabling bidirectional power transmission; Phase 2: phase shift modulation (PSM) control method adjusts the wireless output power for DC load. These two control loops can operate independently or be combined for comprehensive control. The absence of coupling between these methods enhances the stability and effectiveness of each control function. Additionally, the system allows for dual input ports with unbalanced voltage levels.

Firstly, a dual-sided LCL resonant coupling network model is established based on the AC impedance method to analyze its frequency limitations under constant voltage and constant current output characteristics. Secondly, the system topology's various operating states are analyzed based on switching modes. The overall system model is developed using time-domain analysis, and a small-signal model of the resonant coupling network is established to determine the primary-side PWM control and secondary-side PSM control strategies. Thirdly, a simulation model is built in PSIM to verify the system's functionality. Matlab/Simulink is used to optimize the parameters of the compensation network. Finally, an experimental platform is set up in a microgrid and energy storage interconnected system to evaluate the system's dynamic characteristics under different voltage

levels and load conditions, efficiency variations, steady-state control performance of the closed-loop controller, and dynamic response characteristics.

Experimental results show that under dual inputs of DC 36 V with only wireless output, the system achieves a peak efficiency of 93.6% and load-independent constant current output performance. The system effectively controls the power flow direction and magnitude between the primary-side energy ports, and the designed controller maintains stable load power even under sudden changes in load resistance and voltage levels at the dual half-bridge energy ports. The controller also demonstrates good robustness and dynamic response performance.

Keywords: LCL resonant network, wireless power transfer, hybrid power flow control, phase-shift modulation, multi-port converter

(编辑 陈 诚)