基于双频谐振补偿的双负载无线电能同步传输系统

黄文聪[1]， 李晓煜[1]， 饶天彪[1]， 常雨芳[1]， 严怀成[2]
（1. 湖北工业大学 太阳能高效利用及储能运行控制湖北省重点实验室，湖北 武汉 430068；
2. 华东理工大学 信息科学与工程学院，上海 200237）

摘 要：针对现有多负载无线电能传输系统存在多套发射端电路、需要切换补偿结构和系统效率低等问题，设计出一种基于双频谐振补偿的双负载无线电能同步传输系统，采用 HMW-PWM 控制方法实现系统功率独立控制。首先，设计一种双频磁耦合无线电能传输系统结构，对系统基本原理进行分析；接着，建立系统等效电路模型，分析该系统同步供电特性；然后，提出一种双频谐振补偿网络及其参数设计方法，设计磁耦合机构，分析系统两接收端线圈耦合系数对能量分配的影响，建立系统仿真模型并对系统效率进行分析；最后，搭建 80 W 实验平台对理论分析进行验证。实验结果表明，该系统成功实现双负载同步供电，并且实现功率独立控制，系统传输效率达到 94.8%。该系统可兼容不同工作频率需求，同时功率传输通道独立，具有结构简单、体积小和效率高的优点。

关键词：无线电能传输；磁耦合谐振；双频谐振补偿；双负载；同步供电；功率独立控制
DOI：10.15938/j.emc.2025.12.013
中图分类号：TM724 **文献标志码**：A **文章编号**：1007-449X(2025)12-0147-13

Dual-load wireless power simultaneous transmission system based on dual-frequency resonance compensation

HUANG Wencong[1], LI Xiaoyu[1], RAO Tianbiao[1], CHANG Yufang[1], YAN Huaicheng[2]
(1. Hubei Key Laboratory for High-efficiency Utilization of Solar Energy and Operation Control of Energy Storage System, Hubei University of Technology, Wuhan 430068, China; 2. School of Information Science and Engineering, East China University of Science and Technology, Shanghai 200237, China)

Abstract: To address the issues existing in current multi-load wireless power transfer (WPT) systems, such as the requirement for multiple sets of transmitter circuits, the need to switch compensation topologies, and low system efficiency, a dual-load simultaneous wireless power transfer system based on dual-frequency resonant compensation was proposed. The HMW-PWM control method was adopted to achieve independent power control of the system. First, a dual-frequency magnetically coupled wireless power transfer system structure was designed, and the basic principle of the system was analyzed. Subsequently, an equivalent circuit model of the system was established, and the simultaneous power supply characteristics of the system were analyzed. Then, a dual-frequency resonant compensation network and its parameter design method were proposed, a magnetically coupled mechanism was designed, the influence of the coupling coefficient of the two receiver coils on energy distribution was analyzed, a system simulation

收稿日期：2024-08-21
基金项目：国家自然科学基金(62473133)
作者简介：黄文聪(1977—)，男，博士，副教授，研究方向为电力电子与电力传动、能源系统运行与优化；
李晓煜(2000—)，男，硕士研究生，研究方向为无线电能传输；
饶天彪(2001—)，男，硕士研究生，研究方向为无线电能传输；
常雨芳(1980—)，女，博士，教授，研究方向为先进控制理论与应用、无线电能传输；
严怀成(1977—)，男，博士，教授，研究方向为复杂系统控制与优化、时滞系统与模糊系统控制。
通信作者：黄文聪

model was established, and the system efficiency was analyzed. Finally, an 80 W experimental platform was built to verify the theoretical analysis. Experimental results show that the proposed system successfully achieves simultaneous power supply for dual loads and realizes independent power control (IPC), with a system transmission efficiency of 94.8%. The system is compatible with different operating frequency requirements, featuring independent power transmission channels and advantages of a simple structure, small volume, and high efficiency.

Keywords: wireless power transfer; magnetically coupled resonance; dual-frequency resonance compensation; dual-load; simultaneous power supply; independent power control

0 引 言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术由于其灵活、无创和安全性等优点,已成为近些年电力电子领域的研究热点,同时WPT技术已越来越多地应用于消费电子、注入式医疗设备和电动汽车领域[1-4]。随着WPT技术的快速发展,以及终端用户应用多样性需求的日益增长,研究人员围绕线圈优化[5]、补偿网络[6]、抗偏移[7]和最大效率追踪[8]等方向进行了大量研究。

近些年来,随着无线充电技术的普及和商业化进程的加快,单一无线充电平台不能仅仅满足于对单一负载供电。实际供电系统可能需要为多个负载同时供电,如对电动汽车电池组充电时还需要对BMS系统充电,消费电子领域的许多无线设备(电脑、手机、耳机等)有同时供电的需求。因此,相比于单负载WPT系统,多频多负载WPT系统能够以不同频率对多个负载进行同步供电,从而提高WPT系统传输效率,满足实际生产生活的需求[9-10]。

目前,多频多负载WPT系统供电主要通过建立多通道实现。在多通道WPT系统传输方案的研究方面,研究人员提出了多种多通道传输方案[11-14]。如文献[11]将发射端电路工作频率调整到相应的谐振频率时,不同谐振频率的接收端回路都可以获得功率,通过调节发射端电源频率实现对不同负载的功率传输与分配。为了实现同时为双负载供电,文献[14]采用2个单独的发射机来解耦多个传输通道之间的相互影响,从而实现电感的独立选择,使2个频率下的效率最大化。但随着逆变器、补偿结构和发射线圈的增加,整体系统的复杂性和能量损失也变得更严重[15-16]。

因此,研究人员提出含有多频激励源和单发射回路的新拓扑,称为混频单发射回路型(mixing frequency single transmitting loop type, MFSTLT)拓扑,采用"单发射、多接收"结构实现同时向多个不同谐振频率的接收端电路传输能量[17-19]。然而,该类型拓扑常用多个原边逆变器并行的方式实现多频交流源,仍存在系统复杂度高、尺寸大、成本较高等问题。为了简化多频交流源结构,研究人员提出复合调制波脉冲宽度调制(hybrid modulation waves pulse width modulation, HMW-PWM)控制方法实现单逆变器多频输出[20]。

本文基于双频谐振补偿(dual-frequency resonating compensation, DFRC)网络,提出一种基于DFRC网络的双频磁耦合无线电能传输(dual frequency magnetic coupling resonance wireless power transmission, DFMCR-WPT)系统。根据负载的工作频率和功率需求,使用HMW-PWM控制的混频交流源,灵活调整逆变器输出频率和功率,从而实现双负载WPT供电兼容、输出功率独立控制,提高系统应用的灵活性。该系统不需要额外增加发射电路,利用所提出的DFRC网络实现单发射回路、双负载同步供电,具有结构简单、可兼容性强、功率控制灵活等优点。

1 系统结构与原理简介

本文对DFMCR-WPT系统同步供电技术进行分析,系统结构如图1所示。该系统主要包括直流电源 U_d、高频逆变器(HMW-PWM控制)、发射端电路(DFRC网络、发射线圈)和接收端电路(接收线圈、补偿电容、整流电路)等部分。

发射端电路由DFRC网络和发射线圈 L_{P1} 构成,其中,补偿电感 L_{P2} 和补偿电容 C_{P1}、C_{P2} 共同构成DFRC网络。

接收端电路则包括主能量接收电路和辅助能量接收电路,其中:接收线圈 L_{S1}、补偿电容 C_{S1}、整流电路和负载 R_{L1} 构成主能量接收电路;接收线圈 L_{S2}、补偿电容 C_{S2}、整流电路和负载 R_{L2} 构成辅助能量接收电路。

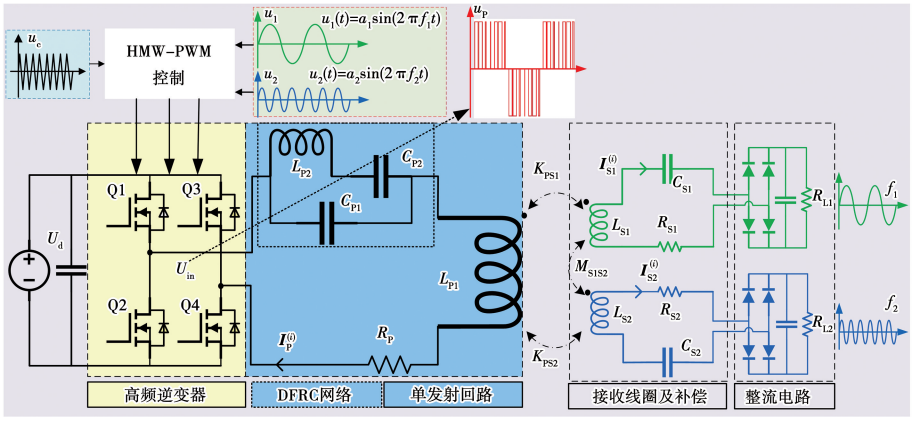


图 1　DFMCR-WPT 系统示意图

Fig. 1　Schematic diagram of DFMCR-WPT system

1.1　HMW-PWM 控制原理

DFMCR-WPT 系统逆变器使用 HMW-PWM 控制电路,采用单极性倍频 PWM 控制方法。

系统控制策略如图 2 所示,调制方法为:将不同频率不同幅值的 2 个调制波(u_1、u_2)叠加得到复合调制波 u,将复合调制波 u 与三角载波 u_c 调制出的信号极其互补信号作为逆变器的驱动信号。方波驱动信号包含2 个调制波的频谱信息,从而在逆变器输出端产生2 个频率的复合脉冲波,即在系统发射端获得了双频混合交流源。

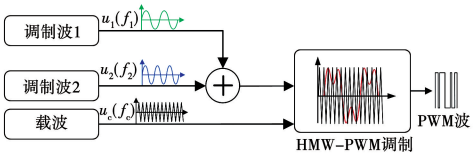


图 2　HMW-PWM 控制策略图

Fig. 2　HMW-PWM control strategy diagram

载波采用三角波,调制波采用多路频率、幅值可调的正弦波:

$$\left.\begin{aligned} u_1(t) &= a_1\sin(2\pi f_1 t);\\ u_2(t) &= a_2\sin(2\pi f_2 t);\\ u(t) &= u_1(t)+u_2(t)。\end{aligned}\right\} \quad (1)$$

其中:a_1、a_2 为调制波信号幅值(均在 0 至 1 范围内);f_1、f_2 为系统接收端固定谐振频率。

调制波的频率 f_r 等于载波频率 f_c 与载波比 N($f_r=f_c/N$)的比值。根据系统的调制波频率,设置载波频率为其最小公倍数,确保载波比为整数以减少谐波干扰。载波比越大,谐波含量越少,输出波形越接近理想。但载波比受限于开关速度和开关损耗,因此在设计中需限制载波比大小。综合考虑高频逆变器的开关频率、损耗和载波比,确定调制波频率的上限。

在实际应用中,根据接收端负载不同频率功率需求,相应的调整调制波的频率与幅值,满足不同频率、功率的电源用途。

1.2　DFRC 网络原理

为了有效地向双负载提供功率,本文提出一种具有双谐振频率的补偿网络——DFRC 网络,并将其应用在 WPT 系统发射端。

系统发射端等效电路图如图 3 所示,其中 R_P 表示发射端电路总等效电阻(线圈寄生电阻其他元件、传输线等效电阻)。

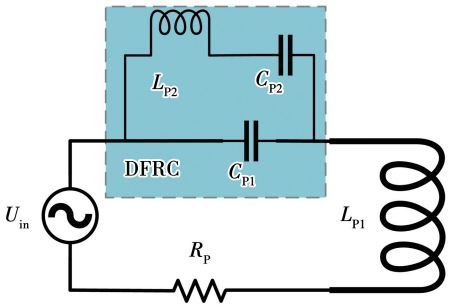


图 3　发射端等效电路图

Fig. 3　Transmitter equivalent circuit diagram

根据图 3 所示发射端电路,可以将发射端电路总阻抗表示为

$$\boldsymbol{Z}_P = R_P + \mathrm{j}\frac{\omega_i^2(L_{P1}C_{P2}+L_{P1}C_{P1}+L_{P2}C_{P2})}{\omega_i C_{P1}(1-\omega_i^2 L_{P2}C_{P2})+\omega_i C_{P2}} -$$

$$\mathrm{j}\frac{-\omega_i^4 L_{P1}C_{P1}L_{P2}C_{P2}-1}{\omega_i C_{P1}(1-\omega_i^2 L_{P2}C_{P2})+\omega_i C_{P2}}。\tag{2}$$

令阻抗虚部为 0 即可实现谐振，因此，令 $a=L_{P1}C_{P1}L_{P2}C_{P2}$，$b=L_{P1}C_{P1}+L_{P1}C_{P2}+L_{P2}C_{P2}$，可以得到 2 个谐振频率为：

$$\omega_1=\sqrt{\frac{b-\sqrt{b^2-4a}}{2a}};\tag{3}$$

$$\omega_2=\sqrt{\frac{b+\sqrt{b^2-4a}}{2a}}。\tag{4}$$

由式(3)、式(4)可知，基于本文提出 DFRC 网络与发射线圈 L_{P1} 构成的系统发射端电路可以产生双谐振频率点，即实现单发射电路下双频能量传输。

利用基于 DFRC 网络的发射端电路的双频谐振特性，使得 $\boldsymbol{Z}_P$ 虚部在两谐振频率处均为 0，可以成功地降低无功损耗。

1.3 DFMCR-WPT 系统同步供电原理

DFMCR-WPT 系统的同步供电等效示意图如图 4 所示。其中：$\boldsymbol{U}_{in}^{(1)}$ 表示频率为 f_1 的交流电源电压；$\boldsymbol{U}_{in}^{(2)}$ 表示频率为 f_2 的交流电源电压；K_{PS1}、K_{PS2} 分别表示发射线圈 L_{P1} 与接收线圈 L_{S1}、L_{S2} 之间耦合系数；M_{S1S2} 表示接收线圈之间互感。

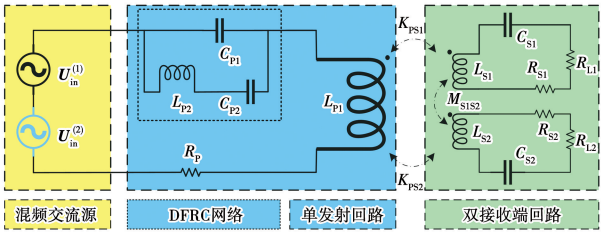


图 4 同步供电等效示意图

Fig. 4 Synchronous power supply equivalence diagram

系统发射端电路由于引入了 DFRC 补偿网络，使逆变器输出电压的 f_1 频率电压源 $\boldsymbol{U}_{in}^{(1)}$ 和 f_2 频率电压源 $\boldsymbol{U}_{in}^{(2)}$ 都能通过发射线圈 L_{P1} 向接收端电路传输。系统接收端电路由两套单频谐振电路构成，负载 R_{L1} 所在电路谐振频率为 f_1，负载 R_{L2} 所在电路谐振频率为 f_2。

因此，DFMCR-WPT 系统内部建立了双频率能量通道，可以实现同时为双接收端电路供电。

2 系统建模与特性分析

2.1 系统建模分析

对图 1 所示系统进行等效化简，得到图 5 所示的等效电路图。由式(1)可知，逆变器输出方波电压可看成基波电压与高次谐波电压叠加得到的，因此逆变器输出电压可等效成多个频率的交流电源的叠加。

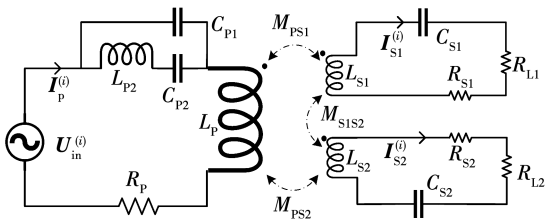


图 5 系统等效电路图

Fig. 5 System equivalent circuit diagram

其中：上标 $i(i=1、2)$ 分别表示在 f_1 和 f_2 频率下的能量传输通道；下标 S_1 和 S_2 分别表示 2 个独立接收端单位(接收线圈及负载)；$\boldsymbol{U}_{in}^{(i)}$ 为发射端输入电压；$\boldsymbol{I}_P$ 为发射端输入电流；$\boldsymbol{I}_{S1}$ 和 $\boldsymbol{I}_{S2}$ 分别为对应接收端电流；M_{PS1}、M_{PS2} 为发射端线圈与对应接收端线圈之间互感；M_{S1S2} 为两接收端线圈之间互感。

根据基尔霍夫电压定律(KVL)，该电路模型可表示为

$$\begin{bmatrix}\boldsymbol{Z}_P^{(i)} & -\mathrm{j}\omega_i M_{PS1} & -\mathrm{j}\omega_i M_{PS2}\\ -\mathrm{j}\omega_i M_{PS1} & \boldsymbol{Z}_{S1}^{(i)} & \mathrm{j}\omega_i M_{S1S2}\\ -\mathrm{j}\omega_i M_{PS2} & \mathrm{j}\omega_i M_{S1S2} & \boldsymbol{Z}_{S2}^{(i)}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\boldsymbol{I}_P^{(i)}\\ \boldsymbol{I}_{S1}^{(i)}\\ \boldsymbol{I}_{S2}^{(i)}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\boldsymbol{U}_{in}^{(i)}\\ 0\\ 0\end{bmatrix}。\tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{Z}_P$ 为发射端电路总阻抗；$\boldsymbol{Z}_{S1}$、$\boldsymbol{Z}_{S2}$ 分别为对应接收端电路阻抗。

由叠加定理求解式(1)，令 $\boldsymbol{Z}_a=\mathrm{j}\omega_i^3 M_{PS1}M_{PS2}$，$\boldsymbol{Z}_b=\omega_i^2 M_{S1S2}^2+\boldsymbol{Z}_{S1}^{(i)}\boldsymbol{Z}_{S2}^{(i)}$，可得到发射端电流 $\boldsymbol{I}_P$ 表达式为

$$\boldsymbol{I}_P^{(i)}=\frac{\boldsymbol{U}_{in}^{(i)}}{\boldsymbol{Z}_P^{(i)}+\dfrac{\omega_i^2 M_{PS1}^2\boldsymbol{Z}_{S2}^{(i)}+\omega_i^2 M_{PS2}^2\boldsymbol{Z}_{S1}^{(i)}-2\boldsymbol{Z}_a}{\boldsymbol{Z}_b}}。\tag{6}$$

接收端电流 $\boldsymbol{I}_{S1}$、$\boldsymbol{I}_{S2}$ 表达式为：

$$\boldsymbol{I}_{S1}^{(i)}=\boldsymbol{I}_P^{(i)}\frac{\mathrm{j}\omega_i M_{PS1}\boldsymbol{Z}_{S2}^{(i)}+\omega_i^2 M_{PS2}M_{S1S2}}{\boldsymbol{Z}_b};\tag{7}$$

$$\boldsymbol{I}_{S2}^{(i)}=\boldsymbol{I}_P^{(i)}\frac{\mathrm{j}\omega_i M_{PS2}\boldsymbol{Z}_{S1}^{(i)}+\omega_i^2 M_{PS1}M_{S1S2}}{\boldsymbol{Z}_b}。\tag{8}$$

由于电压源为双频率励磁的交流电源，因此，发射端电流 $\boldsymbol{I}_P$、接收端电流 $\boldsymbol{I}_{S1}$ 和 $\boldsymbol{I}_{S2}$ 都具有 2 个频率分量。

对于双频交流励磁下的双负载 WPT 系统，可以独立计算各频率通道的平均功率。输入功率可推

导为

$$P_{\text{in}}^{(i)} = |\boldsymbol{U}_{\text{in}}^{(i)}||\boldsymbol{I}_{\text{P}}^{(i)}|。\tag{9}$$

此时输出功率为:

$$\left.\begin{aligned} P_{\text{out1}}^{(i)} &= |\boldsymbol{I}_{\text{S1}}^{(i)}|^2 R_{\text{L1}};\\ P_{\text{out2}}^{(i)} &= |\boldsymbol{I}_{\text{S2}}^{(i)}|^2 R_{\text{L2}}。\end{aligned}\right\}\tag{10}$$

相应地,可以得到系统传输效率为

$$\eta = \frac{P_{\text{out1}}^{(1)} + P_{\text{out2}}^{(1)} + P_{\text{out1}}^{(2)} + P_{\text{out2}}^{(2)}}{P_{\text{in}}^{(1)} + P_{\text{in}}^{(2)}}。\tag{11}$$

2.2　系统同步供电特性分析

为研究系统发射端与接收端之间能量传输特性,进一步简化图 5 所示系统电路,将系统接收端阻抗等效到发射端,得到不同频率下系统等效阻抗图如图 6 所示。其中,系统的等效阻抗由发射端总阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\text{P}}^{(i)}$、接收端阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)}$ 的反射阻抗($\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)}$)组成。

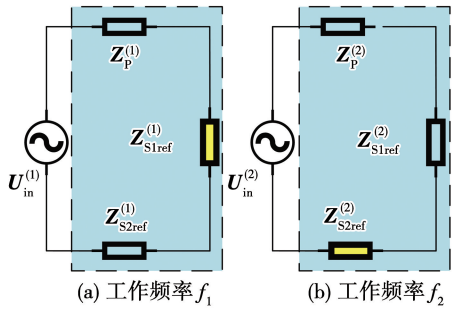


图 6　不同频率下系统等效阻抗

Fig. 6　Equivalent impedance of system at different frequencies

其中 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)}$ 和 $\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)}$ 可以表示为:

$$\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)} = \frac{\omega_i^2 M_{\text{PS1}}^2 \boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)} - \text{j}\omega_i^3 M_{\text{PS1}} M_{\text{PS2}} M_{\text{S1S2}}}{\omega_i^2 M_{\text{S1S2}}^2 + \boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} \boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)}};\tag{12}$$

$$\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)} = \frac{\omega_i^2 M_{\text{PS2}}^2 \boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} - \text{j}\omega_i^3 M_{\text{PS1}} M_{\text{PS2}} M_{\text{S1S2}}}{\omega_i^2 M_{\text{S1S2}}^2 + \boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} \boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)}}。\tag{13}$$

为了确定 2 个反射阻抗之间的关系,将式(8)、式(9)的比值写为

$$\frac{|\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)}|}{|\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)}|} = \frac{|\omega_i^2 M_{\text{PS1}}^2 \boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)} - \text{j}\omega_i^3 M_{\text{PS1}} M_{\text{PS2}} M_{\text{S1S2}}|}{|\omega_i^2 M_{\text{PS2}}^2 \boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} - \text{j}\omega_i^3 M_{\text{PS1}} M_{\text{PS2}} M_{\text{S1S2}}|}。\tag{14}$$

考虑到 M_{PS1}、M_{PS2} 属于同一数量级且数值大小相似,因此可以简化比值为

$$\frac{|\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)}|}{|\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)}|} \doteq \frac{|\omega_i^2 M_{\text{PS}}^2 (\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}})|}{|\omega_i^2 M_{\text{PS}}^2 (\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}})|} \doteq \frac{|\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}^{(i)} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}}|}{|\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}^{(i)} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}}|}。\tag{15}$$

将电路参数 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}$、$\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}$ 代入可得

$$\frac{|\boldsymbol{Z}_{\text{S1ref}}^{(i)}|}{|\boldsymbol{Z}_{\text{S2ref}}^{(i)}|} = \frac{\left|\dfrac{1}{\text{j}\omega_i C_{\text{S2}}} + \text{j}\omega_i L_{\text{S2}} + R_{\text{S2}} + R_{\text{L2}} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}}\right|}{\left|\dfrac{1}{\text{j}\omega_i C_{\text{S1}}} + \text{j}\omega_i L_{\text{S1}} + R_{\text{S1}} + R_{\text{L1}} - \text{j}\omega_i M_{\text{S1S2}}\right|}。\tag{16}$$

设 k 为两接收线圈的耦合系数,则根据互感定义可表示出:$M_{\text{S1S2}} = k\sqrt{L_{\text{S1}} L_{\text{S2}}}$,当两接收线圈轻微重叠或相隔一段距离时,耦合效应很弱甚至可以忽略,即 $k \ll 1$。当 L_{S1}、L_{S2} 属于同一数量级时,可以认为 $\text{j}\omega_i k\sqrt{L_{\text{S1}} L_{\text{S2}}} \ll \text{j}\omega_i L_{\text{S1}}$ 或 $\text{j}\omega_i L_{\text{S2}}$。

因此,与接收端阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}$、$\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}$ 相比,$\text{j}\omega M_{\text{S1S2}}$ 可以近似忽略不计。当系统工作频率等于负载 R_{L1} 所在接收端电路谐振频率 f_1,在式(15)中,接收端阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}$ 虚部为 0,阻抗 $\boldsymbol{Z}_{\text{S2}}$ 远大于 $\boldsymbol{Z}_{\text{S1}}$,即式(15)比值远大于 1。此时在电路中产生的效果为:发射端能量主要分配给负载 R_{L1} 而不是 R_{L2},反之亦然。当系统工作在某一谐振频率时,能量主要分配给对应谐振频率的接收端电路。

由式(16)可知,负载 R_{L1}、R_{L2} 需要相对较小的值,以确保双通道同时传输能量;此外,如果负载电阻比例过大,则各频率下通道的能量可能会分配给非目标负载,造成系统效率降低。

3　补偿网络与耦合机构设计方法

3.1　补偿网络参数设计方法

实际应用中,系统的谐振频率需要首先确定,然后根据实际需求确定线圈尺寸、材料等以确定线圈感值 L_{P1},最后根据式(3)、式(4)计算 DFRC 网络参数(补偿电感 L_{P2} 和补偿电容 C_{P1}、C_{P2})。由于式(3)、式(4)中同时包含 DFRC 网络所有参数,不方便计算,因此需要进一步研究 DFRC 网络参数设计方法,简化计算公式。

补偿电感 L_{P2} 和补偿电容 C_{P2} 的谐振频率可表示为

$$f_{L_{\text{P2}}C_{\text{P2}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{P2}} C_{\text{P2}}}}。\tag{17}$$

定义中间变量:

$$r_C = C_{\text{P1}}/C_{\text{P2}};\tag{18}$$

$$r_L = L_{\text{P1}}/L_{\text{P2}}。\tag{19}$$

将变量 r_C、r_L 代入式(3)、式(4),则发射端谐振频率可表示为:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{P1}} C_{\text{P1}}}}\sqrt{\frac{1 + r_L + r_L r_C}{2}} -$$

$$\sqrt[4]{\frac{(1+r_L+r_Lr_C)^2}{4}-r_Lr_C}; \tag{20}$$

$$f_2=f_{L_{P2}C_{P2}}\sqrt{\frac{1+\frac{1}{r_C}+\frac{1}{r_Cr_L}}{2}+\sqrt[4]{\frac{(1+\frac{1}{r_C}+\frac{1}{r_Cr_L})^2}{4}-\frac{1}{r_Cr_L}}}。 \tag{21}$$

通过中间变量 r_C、r_L的引入，使 L_{P1}、L_{P2}、C_{P1}、C_{P2}四个未知量简化为 2 个未知量，方便计算。

基于预先定义的谐振频率 f_1、f_2，定义中间变量频率比 r_f为

$$r_f=\frac{f_2}{f_1}=\frac{\omega_2}{\omega_1}=\frac{\sqrt{4a}}{b-\sqrt{b^2-4a}}。 \tag{22}$$

将 f_1、f_2代入式(22)，则 r_C可表示为

$$r_C=\pm\frac{\sqrt{(2r_f^2r_L^2-r_f^4r_L-r_L)^2-4r_f^4r_L^2(r_L+1)^2}}{2r_f^2r_L^2}+\frac{r_f^4r_L-2r_f^2r_L^2+r_L}{2r_f^2r_L^2}。 \tag{23}$$

为保证 r_C的两根存在，L_{P1}与 L_{P2}的比值应满足不等式：

$$0<r_L<\frac{(r_f^2-1)^2}{4r_f^2}。 \tag{24}$$

DFRC 网络参数设计流程图如图 7 所示。在实际设计 DFRC 网络过程中，线圈电感受限于本身的材料、尺寸、结构等因素，其电感值 L_{P1}难以调整，且电感确定后其补偿电感值 L_{P2}也难以调整，因此，在设计过程中首先应该确定 r_L的值。

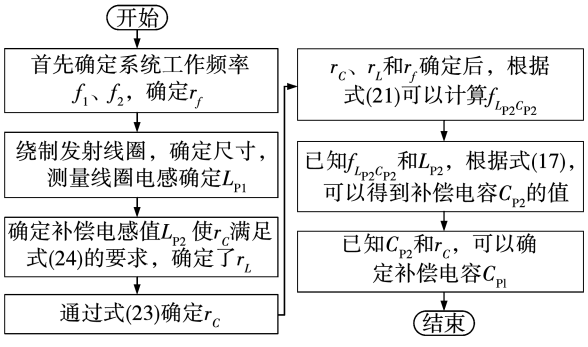


图 7 DFRC 网络参数设计流程图

Fig. 7 Flowchart of DFRC network parametric design

将线圈绕组和补偿电感绕组确定好后，得到确定的 L_{P1}、L_{P2}取值；根据式(23)，通过已经确定的频率比 r_f和电感比 r_L计算电容比 r_C；然后由式(21)可以计算$f_{L_{P2}C_{P2}}$的值，已知$f_{L_{P2}C_{P2}}$和 L_{P2}，根据式(17)，可以进一步得到补偿电容 C_{P2}的值；最后，由于 r_C已经计算确定，则 C_{P1}也可以确定。

至此，WPT 系统发射端电路所有电容、电感参数可以确定。通过上述参数设计流程，一旦传输通道的频率改为其他值，不需要重新设计所有参数，线圈电感 L_{P1}和补偿电感 L_{P2}可以不变，补偿电容比 r_C随着频率比 r_f改变而改变。

这意味着当预设频率改变时，只需要重新设计补偿电容 C_{P1}和 C_{P2}，简化了系统参数调整的流程。

3.2 磁耦合机构设计

为了实现双频同步供电，本文设计了图 8 所示的线圈结构，其参数如表 1 所示。其中：接收端线圈 L_{S1}作为谐振频率 f_1能量传输通道将能量传输给负载 R_{L1}；接收端线圈 L_{S2}作为谐振频率 f_2能量传输通道将谐波能量传输给负载 R_{L2}。

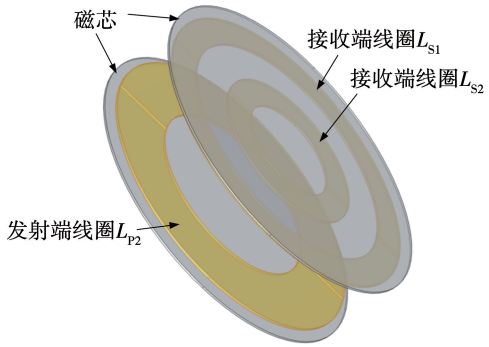


图 8 线圈 3D 模型

Fig. 8 3D model of coil structure

表 1 线圈参数

Table 1 Parameters of the coil

参数	数值/mm
发射线圈 L_{P1}外半径	150
发射线圈 L_{P1}内半径	100
接收线圈 L_{S1}外半径	150
接收线圈 L_{S1}内半径	120
接收线圈 L_{S2}外半径	100 ~ 140
接收线圈 L_{S2}内半径	70
发射线圈 L_{P1}与接收线圈 L_{S1}距离	80
接收线圈 L_{S1}与接收线圈 L_{S2}距离	0 ~ 40

为了尽可能减小接收线圈间互感 M_{S1S2}，降低接收端线圈之间耦合影响，该耦合机构采用改变接收端线圈 L_{S2}的外半径以及接收端线圈垂直距离的方式。

改变接收线圈 L_{S2}的外半径（变化范围 100 ~

140 mm),其余参数不变,得到磁耦合系数随接收线圈 L_{S2} 外半径变化曲线,如图 9 所示。其中:k_{P1S1} 表示发射线圈与接收线圈 L_{S1} 之间的耦合系数;k_{P1S2} 为发射线圈与接收线圈 L_{S2} 之间的耦合系数;k_{S1S2} 为两接收线圈之间的耦合系数。

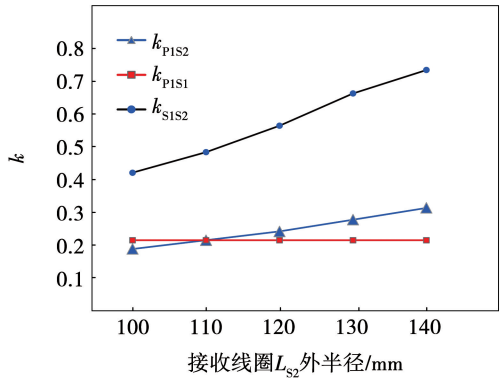


图 9　磁耦合系数随线圈 L_{S2} 外径变化曲线

Fig. 9　Magnetic coupling coefficients vary with outer radius of the coils L_{S2}

由图 9 可知,发射线圈 L_{P1} 与接收线圈 L_{S1} 之间耦合系数 k_{P1S1} 基本不变,k_{P1S2} 与 k_{S1S2} 都随着线圈半径增大而增长,但因为两接收线圈距离近,所以 k_{S1S2} 增长更快,故由交叉耦合引起的干扰也随之增大。因此要减小接收线圈 L_{S2} 的外半径,选择接收线圈外半径为 100 mm。

为了进一步减小接收线圈之间的耦合系数,改变接收线圈之间的垂直距离(0 ~ 40 mm)。得到磁耦合系数 k_{S1S2} 与线圈间距的变化曲线如图 10 所示。

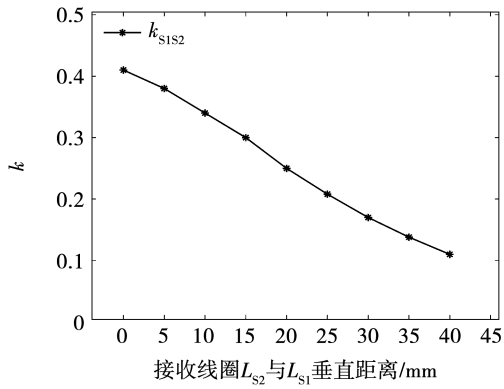


图 10　磁耦合系数 k_{S1S2} 随接收线圈间距变化曲线

Fig. 10　Magnetic coupling coefficient k_{S1S2} varies with spacing of the receiving coil

由图 10 可知,两接收线圈之间磁耦合系数 k_{S1S2} 随接收线圈垂直距离增大而减小,因此增大两接收线圈间距可以进一步减小由线圈交叉耦合引起的干扰,考虑到系统整体传输效率与降低干扰等因素,最终选择接收线圈垂直距离 25 mm。

4　仿真与试验

4.1　仿真分析

为验证本文构建的 DFMCR-WPT 系统的有效性,本文利用 MATLAB/Simulink 进行计算仿真,仿真参数如表 2 所示。逆变器输出电压频率 f_1 为常用的 85 kHz,而 f_2 则为 255 kHz,即三倍频。

表 2　仿真参数

Table 2　Simulation parameters

参数	数值
系统工作频率 f_1、f_2/kHz	85、255
逆变器工作频率/kHz	600
发射线圈电感 L_{P1}/μH	228.7
发射端补偿电感 L_{P2}/μH	150
发射端补偿电容 C_{P1}/nF	11
发射端补偿电容 C_{P2}/nF	3.6
接收端线圈电感 L_{S1}/μH	79.48
接收端线圈电感 L_{S2}/μH	24.1
接收线端圈补偿电容 C_{S1}/nF	44.1
接收线端圈补偿电容 C_{S2}/nF	16.1
接收端负载电阻 R_{L1}、R_{L2}/Ω	3、3
发射端等效电阻 R_P/Ω	1

由式(16)可知,R_{L1}、R_{L2} 需要相对较小的值,以确保双通道同时传输能量。同时,负载电阻的取值也会影响到整个系统传输效率。因此,为了进一步的探索负载取值与系统传输效率的具体关系,对系统传输效率与负载 R_{L1}、R_{L2} 的关系仿真,得到如图 11 所示仿真结果。

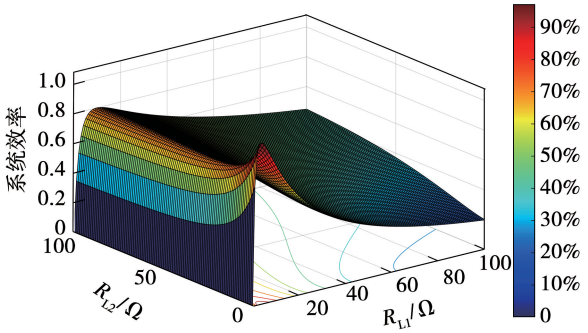


图 11　系统传输效率仿真结果

Fig. 11　Simulation results of system transmission efficiency

由图 11 可知,为了保持较高的系统效率(80%以上),R_{L1}应小于 10 Ω,R_{L2}应小于 20 Ω。

但如果负载电阻比例过大,则各频率下通道的能量可能会分配给非目标负载,造成系统效率降低。

因此,本文选择 $R_{L1}=R_{L2}=3$ Ω 的电阻作为系统负载。此时系统 f_1 频率通路与 f_2 频率通路传输效率较高且输出功率稳定。

反射阻抗 $|\boldsymbol{Z}_{ref1}|$ 与 $|\boldsymbol{Z}_{ref2}|$ 的仿真结果如图 12 所示。

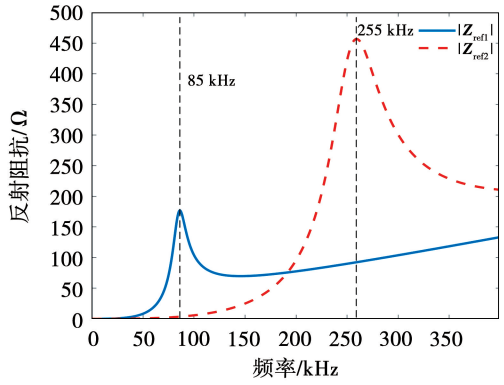


图 12 反射阻抗 $|\boldsymbol{Z}_{ref1}|$、$|\boldsymbol{Z}_{ref2}|$ 仿真结果

Fig. 12 Simulated results of reflected impedance $|\boldsymbol{Z}_{ref1}|$、$|\boldsymbol{Z}_{ref2}|$

由图 12 可知,在频率为 85 kHz 时,反射阻抗 $|\boldsymbol{Z}_{ref1}|$ 远大于 $|\boldsymbol{Z}_{ref2}|$,此时发射端能量主要传递给 R_{L1};在频率为 255 kHz 时,反射阻抗 $|\boldsymbol{Z}_{ref2}|$ 也比 $|\boldsymbol{Z}_{ref1}|$ 大得多,此时发射端能量主要传递给 R_{L2}。

发射端电路总阻抗 $|\boldsymbol{Z}_P|$ 的仿真结果如图 13 所示。由图 13 可知,在频率为 85 kHz、255 kHz 处,总阻抗 $|\boldsymbol{Z}_P|$ 几乎为 0(消除了 $\boldsymbol{Z}_P$ 的虚部),验证了基于 DFRC 网络的发射端电路可以在 2 个谐振频率下工作。

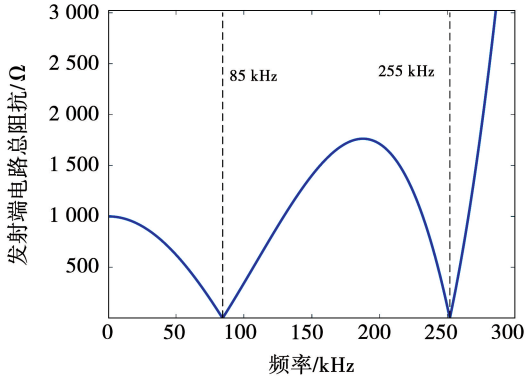


图 13 发射端总阻抗 $|\boldsymbol{Z}_P|$ 仿真结果

Fig. 13 Simulated results of primary circuit impedance $|\boldsymbol{Z}_P|$

结合图 12、图 13 可知:当系统工作在 2 个谐振点时,系统大部分能量可以传输到双负载上,且不同频率能量传输相对独立。由此可见,本文提出的 DFRC 网络是实现双负载同步供电的有效途径。

本文提出的 DFRC 网络也可以理解为一个双通道“选频”滤波电路,只有在 85 kHz 和 255 kHz 处具有带通特性,在其他工作频率下呈现高阻抗特性,能量无法高效传输。

在 Simulink 中建立系统仿真模型。系统发射端电路仿真结果如图 14 所示。其中:逆变器输出电压波形如图 14(a)所示;电压 FFT 结果如图 14(b)所示;逆变器输出电流波形如图 14(c)所示,电流 FFT 结果如图 14(d)所示。

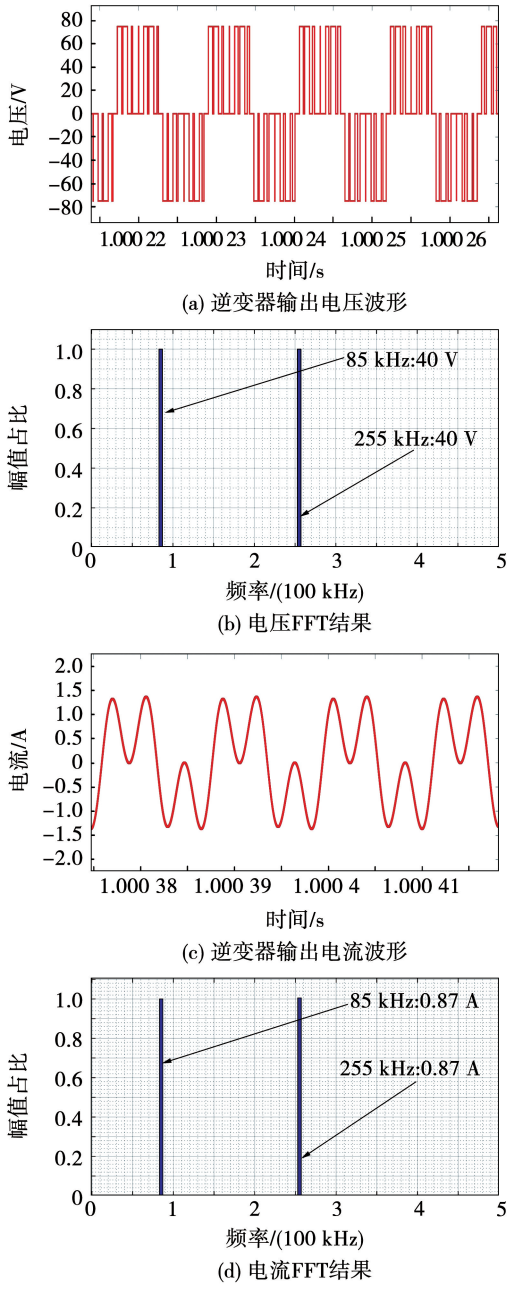


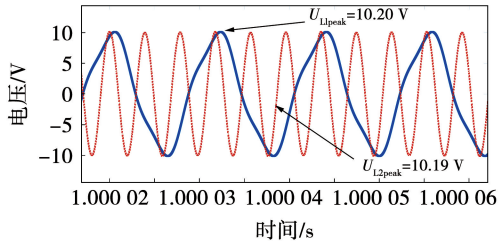
图 14 系统发射端电路仿真结果

Fig. 14 Simulated results of transmitter circuits

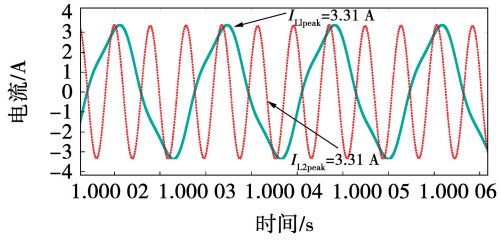
由图 14(a)可知,逆变器输出电压为高频混合脉冲电压,由图 14(b)电压 FFT 分析可知,输出电压相当于 85 kHz(40 V)电压和 255 kHz(40 V)电压分量的叠加。

由图 14(c)可知发射回路电流波形在一个周期内呈现“双峰”,由图 14(d)可知发射回路电流相当于 85 kHz(0.87 A)电流和 255 kHz(0.87 A)电流分量的叠加。此时电源输出 2 种频率的功率相同。

接收端负载电压电流波形(整流前)如图 15 所示。其中,图 15(a)为整流前电压波形,图 15(b)为整流前电流波形。其中:U_{L1peak}、U_{L2peak}为整流桥前电压幅值;I_{L2peak}、I_{L2peak}为整流桥前电流幅值。



(a) 接收端负载电压



(b) 接收端负载电流

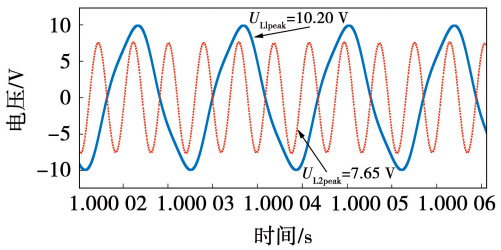
图 15　负载 R_{L1}、R_{L2}电压电流

Fig. 15　Voltage and current of R_{L1}、R_{L2}

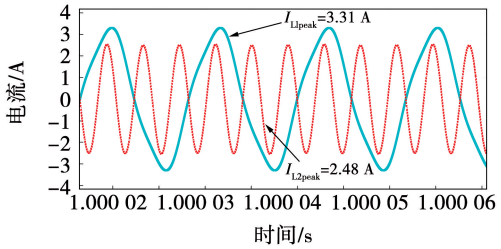
由图 15(a)可知,负载电压 U_{L1peak} = 10.20 V,U_{L2peak} = 10.19 V;由图 15(b)可知,整流前电流 I_{L1peak} = 3.31 A,I_{L2peak} = 3.31 A。逆变器输出电压的 85 kHz 分量和 255 kHz 分量都能通过对应频率通道传输到负载上。

通过式(11)可计算出系统传输效率达 97%,在考虑系统逆变、整流电路损耗的情况下,测量仿真系统中逆变器输入电流、整流桥输出电流,计算得到系统效率为 93.7%。

为验证混频交流源对 DFMCR-WPT 系统不同功率通道的独立控制性,通过 HWM-PWM 控制器改变调制波幅值,改变调制波 u_2 幅值,从而改变 f_2 频率能量通道的功率输出,实现系统功率独立控制。此时电源 2 种频率的输出功率不同,得到负载端电压电流仿真波形如图 16 所示。



(a) 接收端负载电压



(b) 接收端负载电流

图 16　改变 f_2 输出功率后负载电压与电流仿真波形

Fig. 16　Load voltage and current simulation waveforms after changing f_2 output power

由图 16(a)可知,整流前电压 U_{L1peak} = 10.20 V,U_{L2peak} = 7.65 V;由图 16(b)可知,整流前电流 I_{L1peak} = 3.31 A,I_{L2peak} = 2.48 A。实验数据表明:改变逆变器 255 kHz 功率输出,负载 R_{L2} 获得的功率也相应的变化,且基本不影响 85 kHz 频率通道功率传输。

通过式(11)可计算出系统传输效率达 96.9%,在考虑系统逆变、整流电路损耗的情况下,测量仿真系统中逆变器输入电流、整流桥输出电流,计算得到系统效率为 93.3%。

本文提出的 DFMCR-WPT 系统在仅依靠单逆变器的条件下,通过双频谐振网络,可以实现向双负载同步供电,同时由于使用复合调制波控制,可以有效控制系统各频率通道功率输出。

4.2　实验验证

为了进一步验证理论分析的正确性和有效性,补偿网络设计方法合理性,基于图 1 电路及表 2 仿真参数搭建了如图 17 所示的 DFMCR-WPT 系统实验平台。该平台主要包括:直流电源、高频逆变器及其控制系统、双频发射电路(DFRC 与单发射线圈)、单频接收电路、整流电路、负载。

实验采用 DSP28335 核心板生成逆变电路的驱动信号。使用 DSO－X2024A 型号示波器记录波形,电流探头型号为 RP1001C,差分探头型号为 RP1025D。

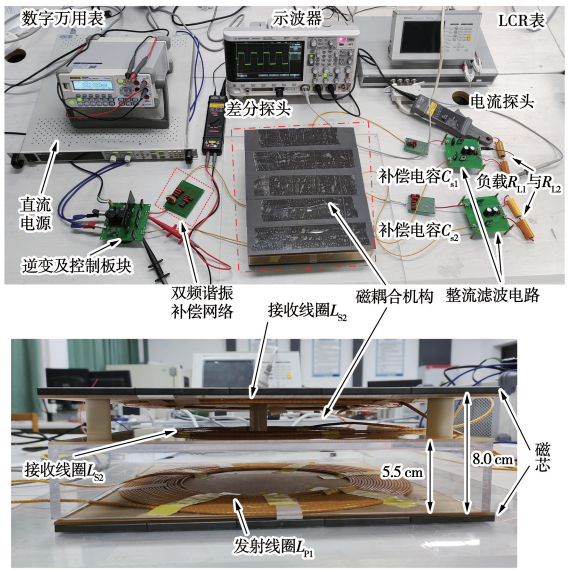


图 17 实验平台

Fig. 17 Experimental prototype

4.2.1 双频无线电能传输系统同步供电特性验证

为了验证 DFMCR-WPT 系统的传输特性,对两组线圈进行同时供电实验,得到系统实验电压、电流波形及 FFT 结果如图 18 所示。

其中,逆变器输出电压、电流波形如图 18(a)所示,高频逆变器输出波形与仿真波形基本一致,较为理想。

图 18(b)为双接收端电压波形。由图可知,两接收线圈分别接收到了不同频率(85 kHz 和 255 kHz)的能量,表明系统可以同时为 2 个负载供电。且接收端呈现较平滑的正弦波,表明系统谐振情况良好且其他频率的杂波含量低。说明系统建立的双频能量传输通道相对独立,不互相干扰或干扰较小。整流前两接收端电压分别为 14.9 V、14.9 V(峰值)。线圈 L_{S1} 接收到频率为 85 kHz 的能量,线圈 L_{S2} 接收到频率为 255 kHz 的能量,验证了 DFM-CR-WPT 系统的有效性。

图 18(c)为逆变器输出电压 FFT 结果。由图可知,逆变器输出电压基本只有 85 kHz 分量和 255 kHz 分量的电压,实验结果表明:逆变器输出电压包含 85 kHz 分量 60 V(峰值)和 255 kHz 分量 59.9 V(峰值)。

图 18(d)为逆变器输出电流 FFT 结果。由图可知,逆变器输出电流基本只有 85 kHz 分量和 255 kHz 分量的电流,实验结果表明:逆变器输出电流包含 85 kHz 分量 1.3 A(峰值)和 255 kHz 分量 1.3 A(峰值)。

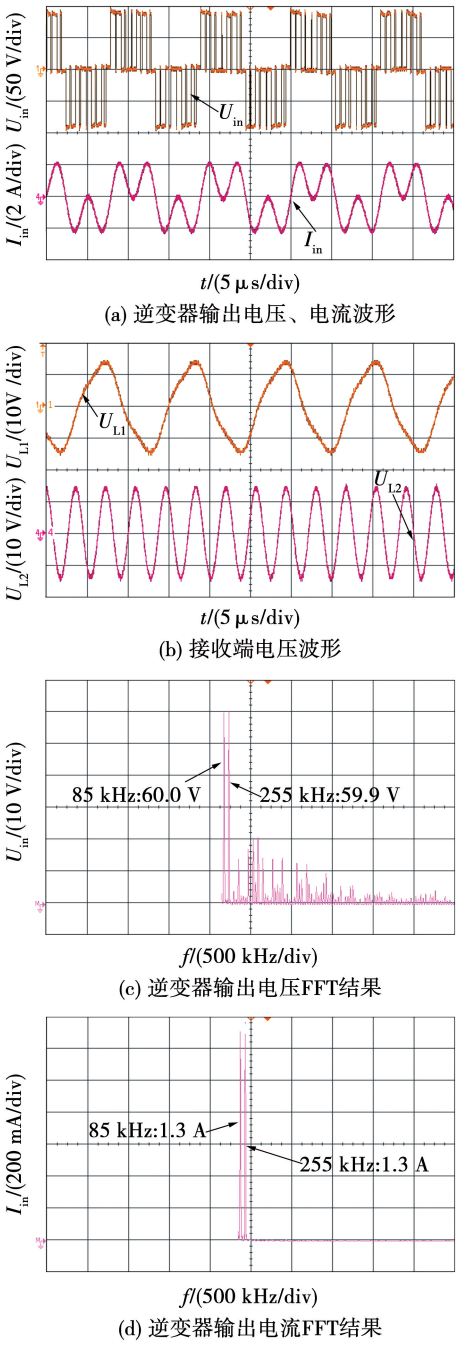


图 18 系统逆变器输出端与接收端实验波形及 FFT 结果

Fig. 18 Experimental waveforms and FFT results of output and receiver of the system inverter

通过对实验数据的计算,系统充电功率约 78 W,传输效率达到 94.8%;此外,由于线路内阻、逆变器开关损耗、整流模块损耗等因素,系统效率会低于传输效率,实验采用数字万用表测量负载两端直流电流和读取直流电源输出功率的方法计算系统效率,得到整体系统效率达 90.8%。系统通过 HMW-PWM 控制下的逆变电路,在不增加发射线圈

和逆变器的条件下,实现了对双负载的同步供电,验证了 DFMCR-WPT 系统同步供电的特性。

4.2.2　双频无线电能传输系统功率独立控制验证

为了验证该系统的独立功率控制性能,在不改变其他系统参数的条件下,改变 HMW-PWM 控制器调制波幅值 a_2,从而改变频率 f_2 通道的功率输出。研究分析系统 2 个接收端电路输出电压、电流,得到实验电压、电流波形如图 19 所示。

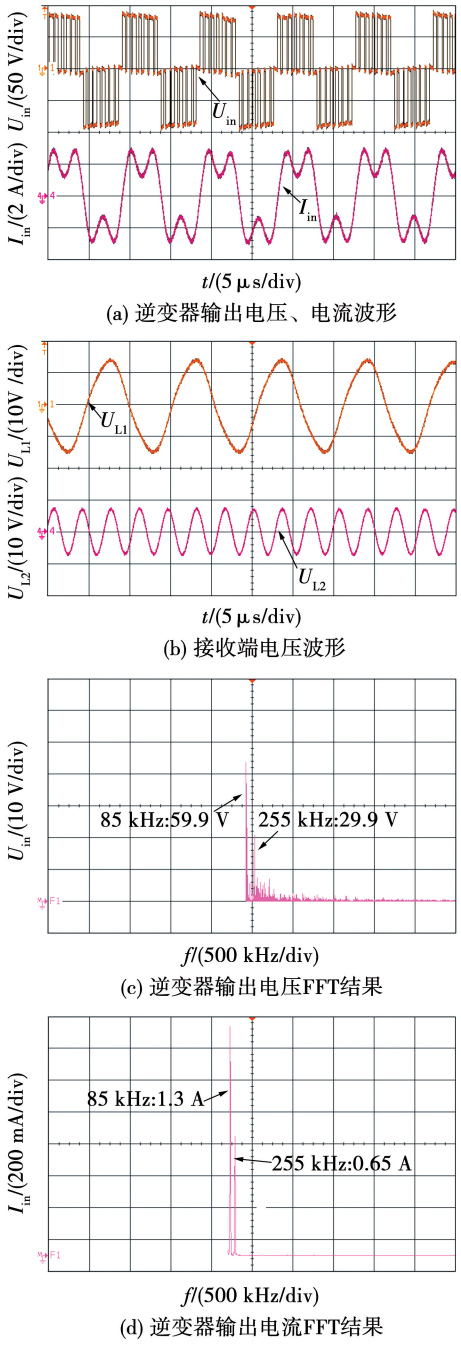


图 19　系统逆变器输出端与接收端实验波形及 FFT 结果

Fig. 19　Experimental waveforms and FFT results of output and receiver of the system inverter

图 19(a)为发射端输入电压、电流波形。由图 19(b)可知系统两接收端电压分别为 14.9 V、7.3 V(峰值)。

由图 19(c)可知,逆变器输出电压包含 85 kHz 分量 59.9 V(峰值)和 255 kHz 分量 29.9 V(峰值)。由图 19(d)可知,逆变器输出电流包含 85 kHz 分量 1.3 A(峰值)和 255 kHz 分量 0.65 A(峰值)。

通过实验数据计算得到:系统充电功率约 60 W,传输效率达到 94.3%;频率 85 kHz 通道传输功率约 39 W,频率 255 kHz 通道传输功率约为 20 W。

对比前一节对双负载同时供电实验可知,系统的 85 kHz 通道输出功率不变,仅改变了 255 kHz 通道输出功率,即通过控制多频逆变器输出实现对不同频率通道传输功率独立控制。

5　与其他文献工作对比分析

表 3 给出了本文与近年来其他文献相关研究成果对比。文献[20]采用多个谐振频率的接收电路,通过调整发射电路电源频率,实现能量的选频传输,但未考虑能量的同步传输和系统效率的问题。文献[21]通过额外中继线圈实现了同步供电,但同时也提高了系统结构复杂度。文献[22]通过结合两套单频 WPT 系统实现了双负载同步供电,采用叠式双线圈结构。文献[23]同样采用将两套单频 WPT 系统结合的方法实现双负载同步供电,采用球形发射线圈。但其并未考虑搭建双频谐振网络以减少系统发射电路,同时系统电路过多造成损耗更大,效率难以提高。

表 3　相关文献对比

Table 3　Comparison of relevant reference

参考文献	充电方式	是否有额外的(中继)线圈	采用单逆变器	效率/%
[21]	选频传输	无	是	61
[22]	同步供电	有	是	<80
[23]	同步供电	无	否	85.2
[24]	同步供电	有	否	79.4
本文	同步供电	无	是	94.8

本文综合考虑了以上问题,首先采用所提出的 DFRC 网络实现了单发射端电路的双负载同步供电,其次通过合理设计系统补偿网络参数,建立 2 个

频率相对独立的能量传输通道,调节逆变器输出即可独立控制2个通道的输出功率,满足不同负载功率需求。相比现有文献,本文所提出DFMCR-WPT系统考虑更全面,效果更好。同时由于只采用单逆变器,相较于现有文献中系统采用多逆变器并行,具有更简单的结构和更小体积。

6 结 论

本文研究了一种双频磁耦合谐振式无线电能传输系统,该系统能够实现单发射回路的双负载同步供电。提出一种DFRC网络,使单线圈结构发射端回路能够对2种频率的能量谐振,扩大了系统的工作频率范围。对基于DFRC网络的双负载同步供电WPT系统进行了整体结构设计,并建立了系统的理论模型,分析了系统的传输特性。提出一种DFRC网络设计方法,简化补偿参数计算,设计了一种磁耦合机构,有效抑制了接受线圈间的交叉干扰。采用单个逆变器,HMW-PWM控制使逆变器输出不同频率、幅值电压叠加的电压。通过DFRC网络与接收端电路建立的双频率通道可以实现频率通道独立控制。

通过仿真和实验验证了本文提出的DFMCR-WPT系统的可行性和有效性。通过DFRC网络建立双谐振频率通道,该系统实现了高效率双负载的同步供电;同时由于复合调制波的控制方法,通过调节逆变器输出即可独立控制两频率能量通道的输出功率。该系统一定程度上减小了多负载WPT系统体积与成本,对于实现多频率、多功率等级需求的WPT系统独立、安全、高效同步无线供电方面具有一定价值。

参 考 文 献:

[1] 张波, 疏许健, 黄润鸿. 感应和谐振无线电能传输技术的发展[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 3.
ZHANG Bo, SHU Xujian, HUANG Runhong. The development of inductive and resonant wireless power transfer technology[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2017, 32(18): 3.

[2] 范兴明, 高琳琳, 莫小勇, 等. 无线电能传输技术的研究现状与应用综述(英文)[J]. 电工技术学报, 2019, 34(7): 1353.
FAN Xingming, GAO Linlin, MO Xiaoyong, et al. Overview of research status and application of wireless power transmission technology[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1353.

[3] 吴旭升, 孙盼, 杨深钦, 等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1559.
WU Xusheng, SUN Pan, YANG Shenqin, et al. Review on underwater wireless power transfer technology and its application[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8): 1559.

[4] 郭海潮, 张献, 杨庆新, 等. 空间全向无线电能传输技术研究与应用综述[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(24): 9006.
GUO Haichao, ZHANG Xian, YANG Qingxin, et al. Review of research and application of spatial omnidirectional wireless power transmission technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 9006.

[5] ZHANG Zhen, CHAU K T. Homogeneous wireless power transfer for move-and-charge[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6213.

[6] WANG Yijie, YAO Yousu, LIU Xiaosheng, et al. An LC/S compensation topology and coil design technique for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2007.

[7] 陈阳, 杨斌, 彭云尔, 等. 感应式无线电能传输系统抗偏移技术研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(14): 5537.
CHEN Yang, YANG Bin, PENG Yuner, et al. Review of anti-misalignment technology in inductive wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(14): 5537.

[8] 黄文聪, 饶天彪, 蒋煊焱, 等. 无线电能传输系统最大效率追踪及恒压输出复合控制方法[J]. 电工技术学报,2024, 39(12): 3589.
HUANG Wencong, RAO Tianbiao, JIANG Xuanyan, et al. Maximum efficiency tracking and constant voltage output compound control method for wireless power transfer system[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3589.

[9] 罗成鑫, 丘东元, 张波, 等. 多负载无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2020, 35(12): 2499.
LUO Chengxin, QIU Dongyuan, ZHANG Bo, et al. Wireless power transfer system for multiple loads[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2020, 35(12): 2499.

[10] 孙淑彬, 张波, 李建国, 等. 多负载磁耦合无线电能传输系统的拓扑发展和分析[J]. 电工技术学报, 2022, 37(8): 1885.
SUN Shubin, ZHANG Bo, LI Jianguo, et al. Analysis and development on topologies of multi-load magnetic-coupling wireless power transfer system[J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8): 1885.

[11] ZHANG Yiming, LU Ting, ZHAO Zhengming, et al. Selective wireless power transfer to multiple loads using receivers of different resonant frequencies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6001.

[12] LIU Fuxin, YANG Yong, DING Ze, et al. A multifrequency superposition methodology to achieve high efficiency and targeted power distribution for a multiload MCR WPT system[J]. IEEE

Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 9005.

[13] LI Yong, HU Jiefeng, LI Xiaofei, et al. Analysis, design, and experimental verification of a mixed high-order compensations-based WPT system with constant current outputs for driving multi-string LEDs[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 67(1): 203.

[14] AHN Dukju, MERCIER P P. Wireless power transfer with concurrent 200-kHz and 6.78-MHz operation in a single-transmitter device[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(7): 5018.

[15] LIU Ming, CHEN Minjie. Dual-band wireless power transfer with reactance steering network and reconfigurable receivers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 496.

[16] 卢伟国, 陈伟铭, 李慧荣. 多负载多线圈无线电能传输系统各路输出的恒压特性设计[J]. 电工技术学报, 2019, 34(6): 23.
LU Weiguo, CHEN Weiming, LI Huirong. Multi-load constant voltage design for multi-load and multi-coil wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(6): 23.

[17] HUANG Yongcan, LIU Chunhua, XIAO Yang, et al. Separate power allocation and control method based on multiple power channels for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(9): 9046.

[18] LI Xingyu, ZHANG Zhen, SI Wenjie, et al. Analysis and optimization of equivalent load for multichannel transmission of wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2021, 57(2): 1.

[19] LIU Wei, CHAU K T, LEE C H T, et al. Full-range soft-switching pulse frequency modulated wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6533.

[20] XIA Chenyang, WEI Nan, ZHANG Hongtai, et al. Multifrequency and multiload MCR-WPT system using hybrid modulation waves SPWM control method[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12400.

[21] LEE Kisong, CHAE Sungho. Comparative analysis of frequency-selective wireless power transfer for multiple-Rx systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5122.

[22] DAI Xin, WU Jinde, JIANG Jincheng, et al. An energy injection method to improve power transfer capability of bidirectional WPT system with multiple pickups[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5095.

[23] 梁留欢, 刘志珍, 范书静, 等. 应用于双负载同步供电的双频无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(10): 3297.
LIANG Liuhuan, LIU Zhizhen, FAN Shujing, et al. Dual-band wireless power transmission system for dual-load synchronous power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3297.

[24] WANG Hangwei, ZHANG Cheng, YANG Yun, et al. A comparative study on overall efficiency of two-dimensional wireless power transfer systems using rotational and directional methods[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(1): 260.

(编辑:刘琳琳)