DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.191 **中图分类号**：TM724 **文献标志码**：A

具有恒定输出的双分支共面式无线电能传输系统

冯群群，殷佳斌，熊 飚，罗 斌
(南昌大学信息工程学院，南昌 330000)

摘要：在多负载无线充电领域，往往需要给接收设备提供恒压CV(constant voltage)或者恒流CC(constant current)充电。但在已有的多负载无线电能传输WPT(wireless power transfer)系统研究中，通常只具有CV或CC中的1种输出模式，同时提供CV输出和CC输出的研究工作较少。对此，提出1种共面式双分支WPT系统，可同时提供2路负载无关的输出，一路为CC输出而另一路为CV输出，2个支路可独立设计且互不影响。可通过开关控制或取走某个分支的方式提供3种供电方式：CC分支和CV分支同时供电、仅对CV分支供电、仅对CC分支供电。首先，阐述该双分支WPT系统的拓扑结构，阐明了负载无关输出和2个分支独立工作的工作原理；其次，揭示损耗对系统性能的影响及负载动态范围的估算方法；最后，搭建由5个谐振器构成的双分支实验平台，实验和理论吻合较好。通过在共面相邻线圈结合处添加铁氧体介质板，显著增强了相邻线圈的磁耦合并提高了系统传输效率，在CC、CV、CC与CV同时供电的3种工作模式下，测得最大传输效率分别达到了89.2%、93.5%和91.6%。

关键词：无线电能传输；负载无关；双分支

Coplanar Dual-branch Wireless Power Transfer System with Constant Output

FENG Qunqun, YIN Jiabin, XIONG Biao, LUO Bin
(School of Information Engineering, Nanchang University, Nanchang 330000, China)

Abstract: In the multi-load wireless charging field, it is often necessary to provide constant voltage (CV) or constant current (CC) output for charging the receiving equipment. However, in the existing research on the multi-load wireless power transfer (WPT) system, there is usually just one mode, i.e., CV or CC, and the work in which both the CV output and CC output are provided is seldom reported. A coplanar two-branch WPT system was proposed, which can provide two branches of load-independent output, i.e., one CC output and another CV output. The two branches can be designed independently without affecting each other. By switching control or moving away one branch, three kinds of power supply modes can be provided, i.e., both the CC and CV branches, only the CV branch, and only the CC branch. First, the topological structure of the two-branch WPT system was introduced, and the principle of load-independent and two branches operating independently was explained in detail. Second, the influence of loss on the system performance and the estimation method for the dynamic range of load were revealed. Finally, a two-branch experimental platform consisting of five resonators was built, and the experimental and theoretical results were in good agreement. By inserting ferrite plates to the junctions of coplanar adjacent coils, the magnetic coupling between adjacent coils was enhanced significantly, and the system transmission efficiency was improved as a result. In the three operating modes (i.e., charging only the CC load, only the CV load, or both the CC and CV loads simultaneously), the measured maximum transmission efficiency reached 89.2%, 93.5% and 91.6%, respectively.

Keywords: Wireless power transfer (WPT); load-independent; dual-branch

收稿日期：2024-03-24；**修回日期**：2024-04-30；**录用日期**：2024-06-16；**网络首发日期**：2024-07-12
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62261037)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62261037

无线电能传输WPT(wireless power transfer)技术由于其安全、便捷等优点而被广泛应用于电动汽车、植入式医疗设备、无人机和便携电子设备等领域[1-3]。多负载应用是WPT的重要应用场景之一，

可为接收设备提供稳定的输出电压或电流，各接收设备在充电时互不干扰，这一特性是多负载应用所必备的 1 个重要特征，因此对负载无关的恒压 CV (constant voltage)输出或恒流 CC(constant current)输出 WPT 系统的研究成为近年来的研究热点[4]。

目前，对设备无线充电系统的研究主要集中在与负载无关的单一类型充电，如系统仅能实现恒压或恒流输出[5]，缺乏同时具备 2 种类型输出的充电系统研究，难以为多个接收器供电。然而交叉耦合的存在是多接收器 WPT 系统的 1 个重要问题：接收线圈之间存在交叉耦合，影响接收线圈电流，从而影响其他接收器的输出功率；或者接收线圈与发射线圈存在交叉耦合，影响发射线圈电流，从而影响其他接收器的输出功率。线圈之间错综复杂的耦合使得每个负载都相互关联，这极大地限制了多个接收器 WPT 系统的实际应用[6]。文献[7]提出的共面式多输出电流负载无关 WPT 链网系统，通过在相邻平面线圈衔接处添加铁氧体，提高相邻共面线圈间的耦合，实现了多个负载无关 CC 输出；文献[8]提出 1 种具有多个负载的中继线圈，每个负载均连接到 1 个中继器单元，系统实现了负载无关恒流输出；文献[9]提出 1 种具有恒流和恒压输出的多负载无线功率传输系统，在奇数中继器单元中，负载与 2 个中继器线圈串联，而在偶数中继器单元中，负载与 2 个中继器线圈并联，奇单元和偶单元可分别实现 CC 和 CV 输出；文献[10]使用双极线圈来抑制交叉耦合的干扰，但发射器和接收器线圈通常是固定的，不能自由移动；文献[11]通过计算得到了最佳负载响应，减少串扰影响；文献[12]采用不同的谐振频率来消除交叉耦合，但系统参数的设计较为困难，尤其是当接收端数量增加时；文献[13]基于 LCC-LCC/S 混合补偿网络，实现了恒流与恒压输出模式的自切换；文献[14]则利用变频重构 S/SP 拓扑实现恒流-恒压复合输出，为恒流恒压充电提供了新的补偿方案。在这些工作中，要么仅能提供单一的恒压或恒流输出工作方式，要么需要结构较复杂的补偿电路或复合线圈。此外，上述工作中所有接收端 RX(receiver)均位于同 1 条电能传输链路中，而目前对 CC 和 CV 输出位于不同分支的研究较少。

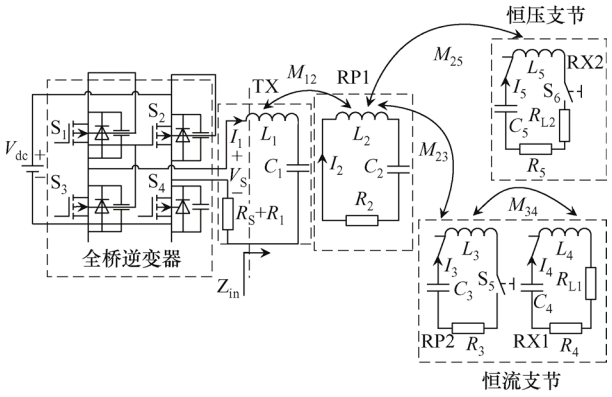
鉴于此，本文提出了 1 种共面式负载无关 CC 和 CV 双分支输出的无线电能传输系统。其由 1 个全桥/半桥逆变电压源驱动的发射端 TX(transmitter)、1 个共用中继谐振器 RP(repeater)、1 个恒压分支和 1 个恒流分支构成。该系统可同时提供 1 路恒压输出和 1 路恒流输出，恒压分支的负载电压和恒流分支的负载电流幅度主要由电压源幅度和各线圈的主耦合决定，几乎不受负载变化的影响。2 支路相互独立，一个分支的接通/切断对另一分支的工作状态几乎无影响。系统电路结构简单，各谐振器线圈采用平面结构，共面放置以节省空间，可与墙壁、地面、桌面共形。为了增强共面放置的相邻平面线圈之间的主耦合，在相邻线圈连接处上、下 2 面放置高磁导率、低损耗、低剖面的铁氧体板，从而在相邻线圈之间建立稳定高效的强磁力线汇聚通道，提高系统的传输效率[15]。本文首先给出了系统的拓扑结构，阐明了铁氧体对相邻平面线圈的磁场汇聚效果，采用电路理论分析了负载无关恒压和恒流双分支系统的工作原理及其恒流和恒压分支的可独立性；其次，研究了线路损耗对系统的影响，并给出系统保持恒压/恒流输出的负载动态范围的估算方法；最后搭建了 1 个五线圈双负载实验平台，验证了所提系统与负载无关的恒压/恒流输出特性和恒压/恒流分支的独立性。测量结果与理论计算结果吻合较好。

1 系统结构和工作原理

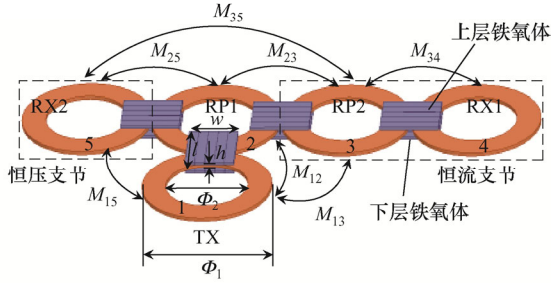
1.1 系统结构

系统电路结构和线圈结构如图 1 所示，系统由 1 个发射谐振器(TX)、1 个共用中继谐振器(RP1)、1 个恒压分支(RX2)和 1 个恒流分支(RP2 和 RX1)构成。其中线圈内、外径分别为 Φ_2=127 mm、Φ_1=200 mm，相邻线圈之间的铁氧体板由 5 块尺寸为 $l\times w\times h$=90×75×5 mm^3 的铁氧体片(相对磁导率 μ_r 为 1 000 的 PC40)拼接而成，铁氧体板沿其长度 l 与相邻线圈中心连线平行对称放置，可显著改善相

邻线圈之间的耦合系数。各谐振器平面线圈无重叠地共面放置，各相邻线圈之间的间隙为 0，以获得最大互感。



(a) 双分支WPT系统电路原理



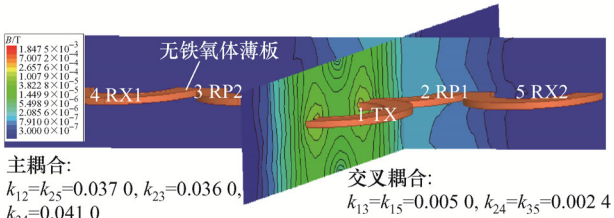
(b) 线圈的设置与放置示意

图 1　双分支 WPT 系统电路原理和线圈的设置与放置示意

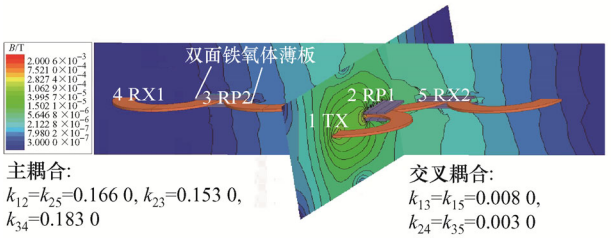
Fig. 1 Schematic of circuit of dual-branch WPT system, and setting and layout of coils

TX 由全桥或半桥逆变电路驱动，S_n(n=1, 2, 3, 4)为 MOSFET 开关，S_5 和 S_6 分别为恒流分支和恒压分支的开关；V_S 为逆变电路输出的方波电压，其幅度为 V_{dc}；I_1~I_5 为各谐振器电流；R_S 为电源内阻；L_i、C_i 和 R_i(i=1, 2, ⋯, 5)分别为各谐振器线圈电感、调谐电容和线路损耗电阻；R_{L1} 和 R_{L2} 分别为恒流输出端和恒压输出端的负载电阻；M_{ij}(i, j=1, 2, ⋯, 5，且 $i\neq j$)为线圈间的互感，其中 M_{12}、M_{23}、M_{34} 和 M_{25} 为主耦合互感。

采用 Maxwell 3D 软件仿真得到的平面线圈结构在加入铁氧体板前后的磁力线分布如图 2 所示。仿真结果表明，在相邻线圈之间放置双层铁氧体板前后，主耦合系数 k_{12}、k_{23}、k_{34} 和 k_{25} 提升明显，而交叉耦合系数基本不变，且交叉耦合与主耦合之比显著降低。显然，铁氧体的加入提高了相邻线圈间的主耦合，降低了交叉耦合与主耦合的比值，故在本文的理论分析中交叉耦合可忽略不计。



(a) 无铁氧体



(b) 上、下2层铁氧体

图 2　磁场强度分布切面

Fig. 2 Side view of magnetic field intensity distribution

1.2　负载无关特性

在忽略交叉耦合的情况下，根据电路理论，可得图 1 电路中各回路电流满足的电路方程为

$$\begin{bmatrix} Z_1 & \mathrm{j}\omega M_{12} & 0 & 0 & 0 \\ \mathrm{j}\omega M_{12} & Z_2 & \mathrm{j}\omega M_{23} & 0 & \mathrm{j}\omega M_{25} \\ 0 & \mathrm{j}\omega M_{23} & Z_3 & \mathrm{j}\omega M_{34} & 0 \\ 0 & 0 & \mathrm{j}\omega M_{34} & Z_4 & 0 \\ 0 & \mathrm{j}\omega M_{25} & 0 & 0 & Z_5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{1}$$

式中：Z_1~Z_5 为各回路等效阻抗，$Z_1=R_S+R_1+\mathrm{j}\omega L_1+1/\mathrm{j}\omega C_1$，$Z_2=R_2+\mathrm{j}\omega L_2+1/\mathrm{j}\omega C_2$，$Z_3=R_3+\mathrm{j}\omega L_3+1/\mathrm{j}\omega C_3$，$Z_4=R_{L1}+R_4+\mathrm{j}\omega L_4+1/\mathrm{j}\omega C_4$，$Z_5=R_{L2}+R_5+\mathrm{j}\omega L_5+1/\mathrm{j}\omega C_5$；$\omega$ 为谐振角频率；V_0 为逆变电压源输出电压的基模幅度，$V_0=4V_S/\pi$(全桥)或 $2V_S/\pi$(半桥)。

电能传输效率 PTE(power transmission efficiency)为

$$\eta=(I_4^2R_{L1}+I_5^2R_{L2})/\mathrm{Re}(V_0I_1^*) \tag{2}$$

在谐振频率 $\omega=\omega_0$ 处，利用反射阻抗[7]可写出图 1(a)中的输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in}=\omega_0^2M_{12}^2\Bigg/\left[R_2+\frac{\omega_0^2M_{25}^2}{R_5+R_{L2}}+\omega_0^2M_{23}^2\Bigg/\left(R_3+\frac{\omega_0^2M_{34}^2}{R_4+R_{L1}}\right)\right]=$$
$$1\Bigg/\left\{\frac{R_2}{\omega_0^2M_{12}^2}+\frac{M_{25}^2}{M_{12}^2(R_5+R_{L2})}+M_{23}^2\left[M_{12}^2\left(R_3+\frac{\omega_0^2M_{34}^2}{R_4+R_{L1}}\right)\right]\right\} \tag{3}$$

因此，可得到图 1(a)所示电路在 ω_0 处的电路如图 3 所示。

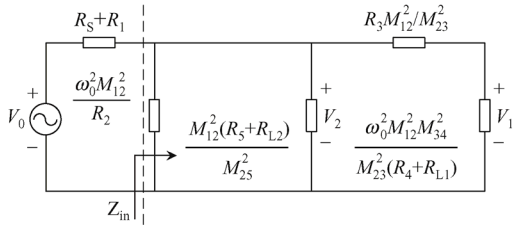


图 3 工作频率 ω_0 处的等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit at operating frequency ω_0

在无损耗的理想情况下，即 $R_S=R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=0$ 时，图 3 中串联臂短路，并联臂电阻 $\omega_0^2M_{12}^2/R_2$ 趋于开路，因此有 $V_1=V_2=V_0$。根据能量守恒原理，可求出无损条件下负载 R_{L1} 的电流幅度 $|\dot{I}_{L1}|$ 和负载 R_{L2} 电压幅度 $|\dot{V}_{L2}|$ 分别为

$$\begin{cases}\dfrac{V_0^2}{\omega_0^2M_{12}^2M_{34}^2/(M_{23}^2R_{L1})}=\dot{I}_{L1}^2R_{L1}\Rightarrow|\dot{I}_{L1}|=\\ \quad\left|\dfrac{M_{23}}{\omega_0M_{12}M_{34}}V_0\right|\\ \dfrac{V_0^2}{M_{12}^2R_{L2}/M_{25}^2}=\dfrac{\dot{V}_{L2}^2}{R_{L2}}\Rightarrow|\dot{V}_{L2}|=\left|\dfrac{M_{25}}{M_{12}}V_0\right|\end{cases}\tag{4}$$

由式(4)知，在无损耗的理想情况下，$|\dot{I}_{L1}|$ 仅取决于源电压、谐振频率，以及线圈 1~4 之间的主耦合 M_{12}、M_{23} 和 M_{34}；$|\dot{V}_{L2}|$ 取决于源电压，以及线圈 1、2、5 之间的主耦合 M_{12} 和 M_{25}，与负载 R_{L1} 或 R_{L2} 无关，系统实现负载无关恒定输出。另一方面，$|\dot{V}_{L2}|$ 与 M_{23} 和 M_{34} 无关，$|\dot{I}_{L1}|$ 与 M_{25} 无关，表明恒流或恒压分支互不影响，因此恒流或恒压分支可独立设计。

1.3 损耗对系统的影响

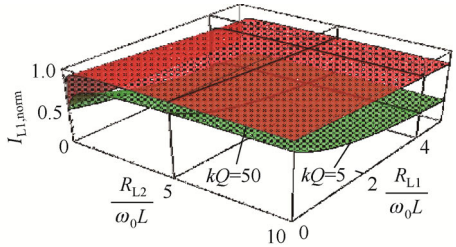
在实际应用中，线圈、补偿电容及铁氧体中的磁损耗是不可避免的，这些损耗的存在会降低 PTE，严重时甚至会破坏系统的负载无关特性。在有损条件下负载 R_{L1} 和 R_{L2} 电流和电压幅度分别为 $|I_{L1}|$和$|V_{L2}|$时，定义 RX1 的归一化输出电流和 RX2 的归一化输出电压分别为

$$\begin{cases}I_{L1,norm}=\left|I_{L1}/\dot{I}_{L1}\right|\\ V_{L2,norm}=\left|V_{L2}/\dot{V}_{L2}\right|\end{cases}\tag{5}$$

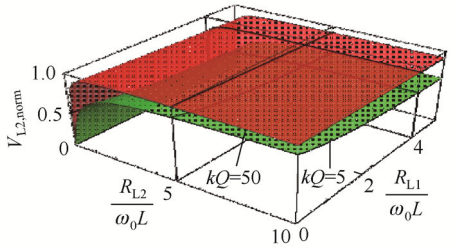
根据图 3 和式(5)可知

$$\begin{cases}I_{L1,norm}=\left|I_{L1}/\dot{I}_{L1}\right|=\left|V_1/V_0\right|\\ V_{L2,norm}=\left|V_{L2}/\dot{V}_{L2}\right|=\left|\dfrac{R_{L2}V_2}{(R_{L2}+R_5)V_0}\right|\end{cases}\tag{6}$$

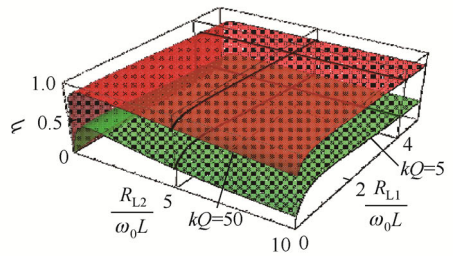
为简化分析，引入全同条件[7]，即 $R+R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R$；$M_{12}=M_{23}=M_{34}=M_{25}=M$；$L_1=L_2=L_3=L_4=L_5=L$；$k_{12}=k_{23}=k_{34}=k_{25}=M/L=k$；$Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=Q_5=\omega_0L/R=Q$。在全同条件下，根据式(1)、式(2)和式(6)，可得到 $I_{L1,norm}$、$V_{L2,norm}$ 和 η 随 $kQ(kQ=\omega_0M/R)$、$R_{L1}/(\omega_0L)$、$R_{L2}/(\omega_0L)$的变化规律如图 4 所示。



(a) $I_{L1,norm}$随参数的变化规律



(b) $V_{L2,norm}$随参数的变化规律



(c) η随参数的变化规律

图 4 全同条件下，归一化电压、电流和 PTE 随参数 kQ、$R_{L1}/(\omega_0L)$、$R_{L2}/(\omega_0L)$的变化规律

Fig. 4 Variations of normalized voltage, current and PTE with parameters kQ, $R_{L1}/(\omega_0L)$ and $R_{L2}/(\omega_0L)$ under identical conditions

由图 4 可见，由于线路损耗的存在，有如下结论。

(1)$I_{L1,norm}$、$V_{L2,norm}$ 和 η 的取值在 0~1 之间。kQ 越大，即主耦合系数和线圈的无载品质因数越大，

$I_{\mathrm{L1,norm}}$、$V_{\mathrm{L2,norm}}$ 和 η 曲面越平坦，取值越接近 1，系统也越接近于理想状态。

(2)当 kQ 一定时，$I_{\mathrm{L1,norm}}$ 和 $V_{\mathrm{L2,norm}}$ 随 $R_{\mathrm{L2}}/(\omega_0 L)$ 的增大而增大，随 $R_{\mathrm{L1}}/(\omega_0 L)$的增大而减小，当 R_{L2} 趋于 0 或 R_{L1} 趋于开路时，系统的恒压/恒流工作状态会被破坏。

(3)随着 $R_{\mathrm{L1}}/(\omega_0 L)$和 $R_{\mathrm{L2}}/(\omega_0 L)$的增大，$\eta$ 先增大后减小。从图 4 中可以看出，R_{L1} 趋于 0 和 R_{L2} 趋于开路导致并联臂电阻很大；反之 R_{L1} 趋于开路和 R_{L2} 趋于 0 导致并联臂短路，这 2 种极端情况下 η 都很小。

综上可知，除增强耦合系数 k、提高线圈的品质因数 Q 以外，亦可通过将参数 $R_{\mathrm{L1}}/(\omega_0 L)$和 $R_{\mathrm{L2}}/(\omega_0 L)$控制在合适的范围，将系统效率维持在较高水平。

1.4 负载动态范围

图 3 表明，在实际应用中，由于损耗电阻的分压，总是有 $V_1<V_2<V_0$，因此由式(6)可以看出，$I_{\mathrm{L1,norm}}$ 和 $V_{\mathrm{L2,norm}}$ 恒小于 1。为了在有损的实际应用中仍保持良好的电压或电流负载无关的特性，$I_{\mathrm{L1,norm}}$ 和 $V_{\mathrm{L2,norm}}$ 应接近于 1，因此图 3 电路中的并联臂阻抗必须远大于串联臂阻抗，以接近理想的并联电路。若要求 $V_{\mathrm{L2,norm}}$ 和 $I_{\mathrm{L1,norm}}\geqslant\delta$ ($0<\delta<1$，如取 δ=0.9)，并联臂电阻应至少大于或等于串联臂电阻的 τ 倍，即

$$\mathrm{Min}\left[\frac{\omega_0^2 M_{12}^2}{R_2},\frac{M_{12}^2(R_5+R_{\mathrm{L2}})}{M_{25}^2},\frac{\omega_0^2 M_{12}^2 M_{34}^2}{M_{23}^2(R_4+R_{\mathrm{L1}})}\right]\geqslant \tau\cdot\mathrm{Max}\left[R_{\mathrm{S}}+R_1,\frac{R_3 M_{12}^2}{M_{23}^2}\right] \tag{7}$$

如图 5 所示，为了得到 τ 值的简便估计公式，采用如下近似约定：

(1)忽略虚线框中的并联臂电阻，因其通常远大于其他并联臂电阻；

(2)假设其他并联臂电阻均为 τR_{m}，其中

$$R_{\mathrm{m}}=\mathrm{Max}\left[R_{\mathrm{S}}+R_1,\frac{R_3 M_{12}^2}{M_{23}^2}\right] \tag{8}$$

(3)通常串联臂电阻接近或数量级相同，为方便估算，将串联臂电阻均替换为 R_{m}。

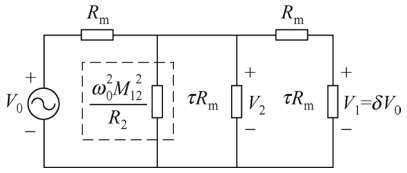


图 5　根据 δ 估算 τ 值的参考电路

Fig. 5 Reference circuit for estimating τ based on δ

当 $I_{\mathrm{L1,norm}}=|V_1/V_0|=\delta$ 时，$V_{\mathrm{L2,norm}}=|R_{\mathrm{L2}}V_2/[(R_{\mathrm{L2}}+R_5)\cdot V_0]|\approx|V_2/V_0|>\delta$ 近似满足，此时

$$\tau=\frac{3\delta+\sqrt{5\delta^2+4\delta}}{2(1-\delta)} \tag{9}$$

可以看出在 $0<\delta<1$ 的区间内，τ 是 δ 的单调增函数。将 δ=0.9 代入式(9)，可得 τ=27.33，将式(7)展开

$$\begin{cases}\omega_0^2 M_{12}^2\geqslant\tau R_2(R_{\mathrm{S}}+R_1)\\ \omega_0^2 M_{23}^2\geqslant\tau R_2 R_3\\ \omega_0^2 M_{34}^2\geqslant\tau R_3(R_4+R_{\mathrm{L1}})\\ M_{12}^2(R_5+R_{\mathrm{L2}})\geqslant\tau M_{25}^2(R_{\mathrm{S}}+R_1)\\ (R_5+R_{\mathrm{L2}})\geqslant\tau M_{25}^2 R_3/M_{23}^2\\ \omega_0^2 M_{12}^2 M_{34}^2/M_{23}^2\geqslant\tau(R_4+R_{\mathrm{L1}})(R_{\mathrm{S}}+R_1)\end{cases} \tag{10}$$

由式(10)可得负载 R_{L1} 和 R_{L2} 的动态范围为

$$\begin{cases}R_{\mathrm{L1}}\leqslant\mathrm{Min}[\frac{\omega_0^2 M_{34}^2}{\tau R_3}-R_4,\ \frac{\omega_0^2 M_{12}^2 M_{34}^2}{\tau M_{23}^2(R_{\mathrm{S}}+R_1)}-R_4]\\ R_{\mathrm{L2}}\geqslant\mathrm{Max}\left[\frac{\tau M_{25}^2 R_3}{M_{23}^2}-R_5,\frac{\tau M_{25}^2(R_{\mathrm{S}}+R_1)}{M_{12}^2}-R_5\right]\end{cases} \tag{11}$$

2　实验和仿真验证

为验证双分支无线电能传输系统的充电特性，搭建五线圈双负载实验测试平台如图 6 所示，该平台包括 1 个由直流电压源驱动的 DC-AC 逆变器、1 个示波器和 5 个 LC 谐振器。2 个电流探头分别用来测量恒流分支负载 R_{L1} 和逆变器输出的电流；2 个电压探头分别用来测量恒压分支负载R_{L2}和逆变器输出的电压。各谐振线圈由线径为 3.05 mm、500 股的利兹线绕制而成，规格为 12 匝×2 层、线圈外径为 200 mm、内径为 127 mm。各相邻线圈之间上、下 2 个面均放置了 PC40 铁氧体板(由 5 块 $l\times w\times h$=

90×75×5 mm^3 的铁氧体片拼接而成，相对磁导率 μ_r≈1 000)，以增强主耦合系数。

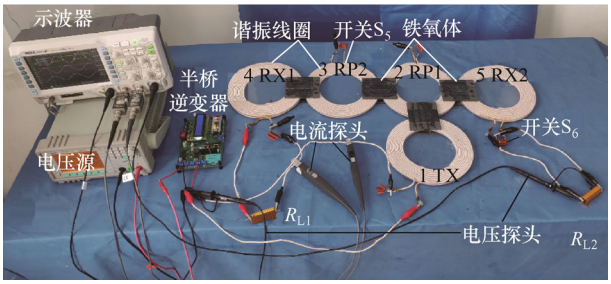


图 6 双分支 WPT 实验平台

Fig. 6 Dual-branch WPT experimental platform

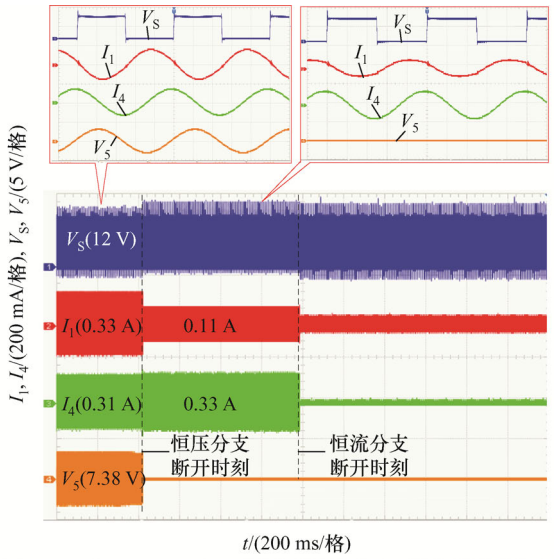
由于采用共面设计，实验中线圈和铁氧体板的总厚度约为 2 cm，远小于从 RX1 到 RX2 的总长度 80 cm。系统的工作频率 f_0=100 kHz，各谐振器用串联补偿电容调谐到 100 kHz。直流电压源提供 12 V 电压，经半桥逆变器输出方波 V_S，其基模电压幅度 V_0=7.64 V。实验中各谐振器的测量电路参数见表 1，R_1~R_5 为用 LCR 表测得的各回路等效串联阻抗 ESR(equivalent series resistance)，TX 的 ESR 计入了源内阻。实测的各线圈之间的互感见表 1，由于交叉耦合远小于主耦合，故忽略不计。

表 1 WPT 系统电路参数测量值

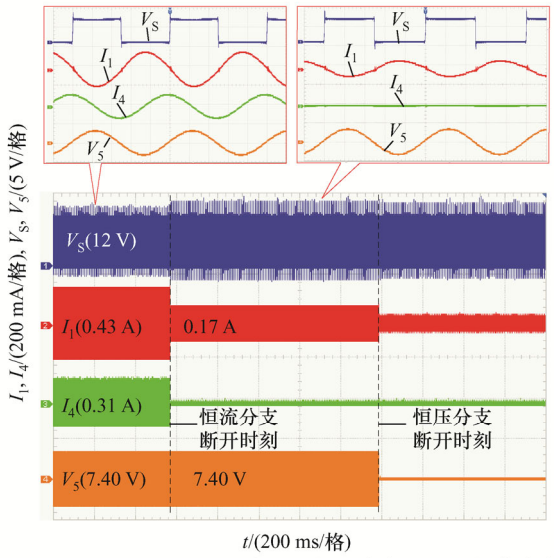
Tab. 1 Circuit parameters measured in WPT system

参数	数值
V_S/V	12
f_0/kHz	100
M_{12}、M_{23}、M_{34}、M_{25}/μH	36.0、33.8、35.2、36.1
M_{13}、M_{14}、M_{15}/μH	1.40、0.14、1.50
M_{24}、M_{35}、M_{45}/μH	0.30、0.60、0.18
L_1、L_2、L_3/μH	181.5、269.3、229.6
L_4、L_5/μH	181.2、181.4
C_1、C_2、C_3/nF	13.92、9.38、11.01
C_4、C_5/nF	13.92、13.92
R_1、R_2、R_3、R_4、R_5/Ω	0.39、0.78、0.54、0.32、0.32

不同负载条件下，逆变电源输出电压 V_S、输出电流 I_1、恒流分支负载电流 I_4 和恒压分支电压 V_5 稳态与暂态波形如图 7 所示，其中上方小图为稳态波形，大图为暂态波形。由图 7 中的稳态波形可见，当电源开关切换、V_S 极性发生改变时，I_1 恰好为 0，系统工作于零电流开关 ZCS(zero current switching)状态，这是因为在谐振频率处，系统可等效为图 3，从电源输出端往接收端看进去的输入阻抗为纯电阻，故电源输出电压和输出电流等相位；由图 7 中的暂态波形可见，断开开关 S_5 以切断恒流分支，或断开 S_6 以切断恒压分支，恒流分支的输出电流 I_4 和恒压分支的输出电压 V_5 基本不变，即 2 条支路互不影响，与理论分析保持一致。



(a)R_{L1}=5 Ω、R_{L2}=30 Ω，先断开恒流分支后断开恒压分支



(b)R_{L1}=20 Ω、R_{L2}=50 Ω，先断开恒压分支后断开恒流分支

图 7 不同负载条件下，逆变器输出电压 V_S 和电流 I_1、恒流分支输出电流 I_4 和恒压分支输出电压 V_5 的波形

Fig. 7 Waveforms of inverter output voltage V_S, inverter output current I_1, output current I_4 from constant-current branch, and output voltage V_5 from constant-voltage branch under different load conditions

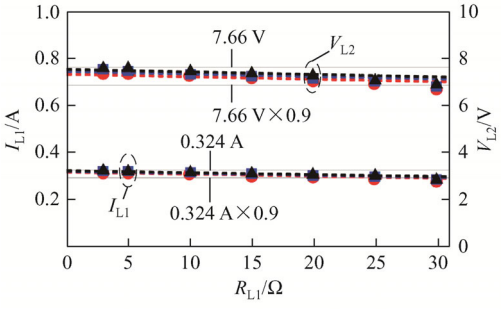
由式(11)可估算出当 δ=0.9 时，恒流分支和恒压分支负载的动态范围分别为 R_{L1}≤33.0 Ω 和 R_{L2}≥16.4 Ω。为测试该双分支系统的恒压输出和恒流输出特性，以及双分支互不干扰的工作特性，按以下 3 种设置方法改变分支负载或切断某个分支，测量恒流分支负载电流 I_{L1}、恒压分支负载电压 V_{L2} 和系统效率 η 的变化。

设置方法 1：将恒压分支负载 R_{L2} 分别固定为 30、50 和 100 Ω，改变恒流分支负载 R_{L1}。

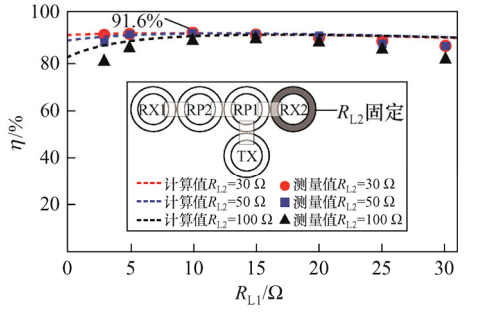
设置方法 2：将恒流分支负载 R_{L1} 分别固定为 5、15 和 25 Ω，改变恒压分支负载 R_{L2}。

设置方法 3：断开开关 S_5，使系统成为恒压分支单独输出；或断开 S_6 使系统成为恒流分支单独输出。

在设置方法 1 的条件下得到的 I_{L1}、V_{L2} 和 η 的计算值曲线和测量值如图 8 所示。其中，I_{L1} 和 V_{L2} 的理想值分别为 0.324 A 和 7.66 V。当 R_{L2} 固定为 30、50 或 100 Ω 且 R_{L1} 在 0~30 Ω 范围内变化时，I_{L1} 和 V_{L2} 的幅度均在(0.90~1.00)×理想值的变化范围内，理论计算值和测量值吻合较好。在 R_{L1}=10 Ω、R_{L2}=30 Ω 处，测得 η 的最大值为 91.6%。



(a)I_{L1}、V_{L2}随负载R_{L1}变化的曲线

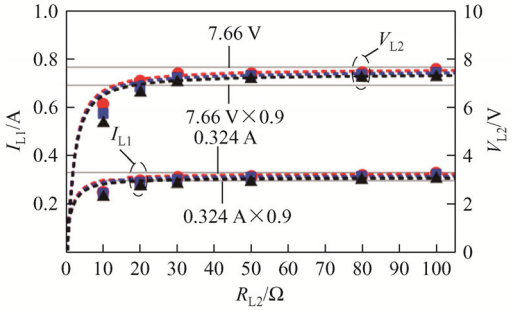


(b)η 随负载R_{L1}变化的曲线

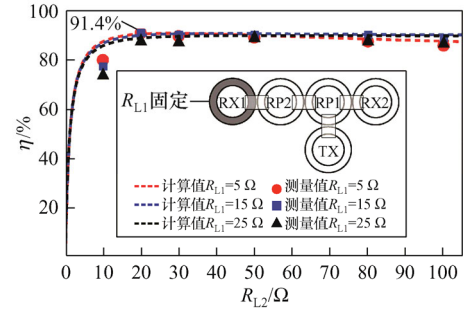
图 8　R_{L2} 固定为 30、50 或 100 Ω 时，I_{L1}、V_{L2} 和 η 随负载 R_{L1} 变化的曲线

Fig. 8 Curves of I_{L1}, V_{L2} and η varying with R_{L1} when R_{L2} is equal to 30，50 or 100 Ω

设置方法 2 条件下得到的 I_{L1}、V_{L2} 和 η 的理论计算值曲线和测量值如图 9 所示。当 R_{L1} 固定为 5、15 或 25 Ω，且 R_{L2} 在 20~100 Ω 范围变化时，I_{L1} 和 V_{L2} 的幅度仍位于 0.90~1.00 倍的理想值区间内，理论计算值和测量值吻合较好，测得 η 的最大值为 91.4%。



(a)I_{L1}、V_{L2}随负载R_{L2}变化的曲线



(b)η 随负载R_{L2}变化的曲线

图 9　R_{L1} 固定为 10、15 或 25 Ω 时，I_{L1}、V_{L2} 和 η 随负载 R_{L2} 变化的曲线

Fig. 9 Curves of I_{L1}, V_{L2} and η varying with R_{L2} when R_{L1} is equal to 10，15 or 25 Ω

切断开关 S_6，使系统仅保留恒流分支输出时的 η 和 I_{L1} 如图 10(a)所示，计算曲线和测量点吻合较好，当负载 R_{L1} 在 0~30 Ω 范围内变化时，I_{L1} 测量值和理想值的差异小于 10%，与图 9(a)相比，其电流-负载曲线几乎保持不变；切断开关 S_5，使系统仅保留恒压分支输出时的 η 和 V_{L2} 如图 10(b)所示，V_{L2} 测量值和理想值的差异亦小于 10%，与图 9(a)相比，其电压-负载曲线几乎保持不变。上述结果表明，恒压分支和恒流分支相互独立工作，彼此影响较小。这 2 种情况下测量得到的系统 η 最大值分别为 89.2%和 93.5%。在一定的负载动态变化范围

内，由于采用利兹线绕制的低损耗、高 Q 值的电感线圈，且系统工作于 ZCS 状态，系统在单独 CC 分支、单独 CV 分支和双分支这 3 种条件下均有较高的传输效率。

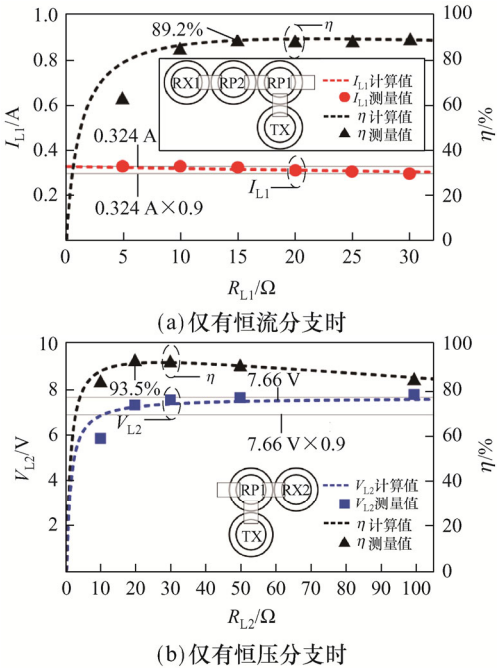


图 10 仅有恒流分支时 I_{L1} 和 η 随负载 R_{L1} 变化的曲线,以及仅有恒压分支时 V_{L2} 和 η 随负载 R_{L2} 变化的曲线

Fig. 10 Curves of I_{L1} and η varying with R_{L1} when there was CC branch only, and curves of V_{L2} and η varying with R_{L2} when there was CV branch only

3 结语

本文提出 1 种具有负载无关恒流输出/恒压输出的双分支共面 WPT 系统，可同时提供 1 路负载无关恒压输出和 1 路负载无关恒流输出，并且可以通过切断某个分支实现恒压分支或恒流分支的单独输出，被切断的分支不影响被保留分支的工作特性。其主要特点包括：在一定的负载变化范围内，恒流分支负载电流和恒压分支负载电压受负载变化影响较小；2 个分支可单独设计，恒流分支或恒压分支的接通/切断不影响另一分支的工作状态，给系统的设计和应用带来较高的灵活性；系统中的电感线圈具有较高的无载 Q 值，系统工作于 ZCS 状态，因而系统具有较高的传输效率；系统采用线圈共面设计，相邻平面线圈之间的铁氧体板的剖面低、厚度小，易于和周围环境共面、占据空间小。由于该系统结构简单、剖面低、具有较高的传输效率、可提供恒流或恒压的多种供电方式，因此其可轻松适用于各种不同的无线充电需求。该系统及其拓扑结构可以进一步推广到具有更多恒流或恒压分支的、各分支可随意接入的 WPT 系统；亦可针对锂电池的无线充电需求，进一步将其推广到多支路互不影响的、接收端具有从恒流输出到恒压输出自动转换性能的多分支无线充电系统，这将是下一步的工作方向。

参考文献：

[1] 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. (in Chinese)

[2] 夏晨阳, 任刚, 韩毅, 等. 基于正交 DD 线圈副边去耦合干扰的双负载无线电能传输系统[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 161-167.
Xia Chenyang, Ren Gang, Han Yi, et al. Double-load wireless power transfer system with secondary-side interference decoupling based on orthogonal DD coil [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 161-167. (in Chinese)

[3] 葛凯梁, 仇钧, 朱海. 基于中继线圈的电动汽车静态无线充电系统抗偏移性能提升研究[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 35-42.
Ge Kailiang, Qiu Jun, Zhu Hai. Research on improvement of anti-misalignment capacity of static wireless charging system for electric vehicles based on relay coil [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 35-42. (in Chinese)

[4] Yang Lin, Li Xiaoming, Liu Sheng, et al. Analysis and design of three-coil structure WPT system with constant output current and voltage for battery charging applications [J]. IEEE Access, 2019, 7: 87334-87344.

[5] Wang Heshou, Cheng K W E. A dual-receiver inductive charging system for automated guided vehicles [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8): 8700905.

[6] Xie Xinhao, Xie Congzhen, Li Yancheng, et al. Adaptive

decoupling between receivers of multireceiver wireless power transfer system using variable switched capacitor [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(4): 2143-2155.

[7] Luo Bin, Ma Dongya, Han Wangjun, et al. Extensible low-profile coplanar wireless power transfer system for multiload applications with load-independence constant current output [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(11): 11187-11197.

[8] Cheng Chenwen, Zhou Zhe, Li Weiguo, et al. A multi-load wireless power transfer system with series-parallel-series compensation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7126-7130.

[9] Zhou Zhe, Deng Zhanfeng, Cheng Chenwen, et al. A wireless power transfer system with multiple constant current and constant voltage outputs [C]// 2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Baltimore, MD, USA, 2019: 4976-4981.

[10] Wang Yao, Zhao Shuyan, Zhang Hua, et al. High-efficiency bilateral S-SP compensated multiload IPT system with constant-voltage outputs [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2022, 18(2): 901-910.

[11] Fu Minfan, Zhang Tong, Zhu Xinen, et al. Compensation of cross coupling in multiple-receiver wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2016, 12(2): 474-482.

[12] Liu Yuxin, Liu Chunhua, Huang Rundong, et al. Primary multi-frequency constant-current compensation for one-to-multiple wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2023, 70 (6): 2201-2205.

[13] 杨云虎, 贾维娜, 梁大壮, 等. LCC-LCC/S 自切换恒流-恒压复合型无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18): 4823-4837.
Yang Yunhu, Jia Weina, Liang Dazhuang, et al. A self-switching wireless power transfer system based on hybrid topology of LCC-LCC/S with constant current and constant voltage [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18): 4823-4837. (in Chinese)

[14] 李中启, 张晨曦, 王建斌, 等. 基于变频重构 S/SP 拓扑的无线电能传输系统恒流恒压研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(15): 4718-4732.
Li Zhongqi, Zhang Chenxi, Wang Jianbin, et al. Research on constant current and constant voltage of wireless power transfer system based on variable frequency reconfiguration S/SP topology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(15): 4718-4732. (in Chinese)

[15] Feng Hao, Tavakoli R, Onar O C, et al. Advances in high-power wireless charging systems: Overview and design considerations [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 886-919.



冯群群

作者简介：

冯群群(1996—)，女，硕士。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：406100210044@email.ncu.edu.cn。

殷佳斌(1995—)，男，硕士。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：869275840@qq.com。

熊飚(1978—)，男，工程师。研究方向：无线充电，无线通信。E-mail：xbiao@ncu.edu.cn。

罗斌(1976—)，男，通信作者，博士。研究方向：天线，无线电能传输技术设计与理论。E-mail：luobin@ncu. edu.cn。

(责任编辑：耿越)