

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514513

# 正交双能道无线电能传输系统耦合环流 及传输性能分析\*

谢诗云,李青青,李红玉,伯雪,陈龙  
(重庆理工大学 重庆 400054)

**摘要:**正交双能道(QDC)无线电能传输(WPT)系统具有耦合磁场可调控的特征,可将磁场强耦合区分布于接收线圈的对应位置,实现对用电设备的宽空间范围电能输送。QDC磁耦合机构的正对、交叉及同侧互感在系统中共同作用引起耦合环流,环流对系统谐振状态和传输能效产生负面影响,并且关系到系统两路能道传输功率的平衡度。针对计及同侧耦合互感的正交双能道无线电能传输(QDC-WPT)系统,建立了计及同侧耦合互感的系统模型,分析了同相和反相两种激励条件下耦合环流的组成分量及其形成机理,给出了传能分量与6组耦合环流分量的表达式,明确了环流分量在系统工作过程所呈现的无功和有功成分作用。推导了6组耦合环流在两路能道的映射阻抗,提出了面向无功环流分量补偿的谐振电路参数配置方法。分析了有功环流关于收发线圈相对位置的分布特性,揭示了环流对传能分量所呈现的主导、叠加和抵消这3种作用机制,推导了环流影响下单路能道的零功率点边界条件,建立了两路能道输入功率平衡的约束条件,并确定了QDC-WPT系统分别处于传能模式、临界模式和回能模式的对应参数条件。最后,建立了1kW系统仿真模型和实验样机,仿真和实验结果验证了所分析的耦合环流作用机理及其对传能分量的作用机制,无功环流补偿方法及系统传输性能分析结果的正确性。

**关键词:**无线电能传输;正交双能道;环流;传输性能

中图分类号:TH162 TM724 文献标识码:A 国家标准学科分类代码:470.40

## Analysis of coupling circulating current and transmission performance in WPT system with quadrature double channels

Xie Shiyun, Li Qingqing, Li Hongyu, Bo Xue, Chen Long  
(Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

**Abstract:** Wireless power transfer (WPT) system with quadrature double channels (QDC) features a controllable magnetic field distribution, enabling a distribution of strong coupling regions according to the locations of the receiver coils, and thereby supporting wide-range power delivery for electrical devices. Circulating currents are induced by the aligned, cross, and same-side mutual inductances within the QDC coupling structure. The resonance state and transmission efficiency in quadrature double channels-Wireless power transfer (QDC-WPT) system are deteriorated by the circulating currents, unbalancing the power between the two transmission channels. This article formulates the QDC-WPT model and analyzes the component and formation mechanisms of circulating current under two excitations. The reactive and active components of the circulating currents are clarified. Expressions for the power transmission component and six sets of circulating current are derived. Accordingly, a configuration method for resonant circuits is proposed to compensate for the reactive current. The distribution characteristics of active circulating currents with respect to the relative positions are analyzed, revealing three mechanisms by which the circulating currents act upon the power transfer component: dominant, superimposed, and cancelled out. Then, the zero-power point under the circulating currents for the single energy channel is derived, with the power balance constraint condition for the dual energy channel. The QDC-WPT system operating in power transfer mode, critical mode, and power feedback mode, are determined, respectively. Finally, a 1 kW system model and a prototype are established. Simulation and experiment results validate the proposed circulating current mechanism, compensation method and system performance analysis.

**Keywords:** wireless power transfer; quadrature double channels; circulating current; transmission performance

收稿日期:2025-09-18 Received Date: 2025-09-18

\* 基金项目:国家自然科学基金(52207004)、重庆市教育委员会科学技术研究计划(KJQN202501164)项目资助

## 0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术无需电缆连接,避免了电线裸露、老化及插拔接触等安全隐患,使电能传输过程更便捷、安全、高效,并具备良好的环境适应性,目前在电动汽车、便携式电子设备、水下航行器等领域具有广阔的应用前景<sup>[1-5]</sup>。

为提升 WPT 系统电能接收端的抗偏移性及系统传输性能,现有文献构建了基于正交双能道的磁耦合机构<sup>[6-7]</sup>。正交双能道(quadrature double channels, QDC)磁耦合机构采用处于相对正交位置的两组同类线圈作为发射和接收结构。利用两组线圈产生的正交磁动势,通过调控 QDC 耦合机构发射线圈的激励电流相位,使得磁场强耦合区分布于接收线圈的位置<sup>[4,8]</sup>。

鉴于 QDC 耦合机构具有磁场分布可调控的特征,现有文献面向无人机、电动汽车和电子设备等 WPT 领域,分别提出了基于双 D 形(double D-shaped, DD)线圈与螺旋管线圈两种 QDC 耦合机构<sup>[3-4,6-8]</sup>,并针对所构建谐振网络及系统传输特性展开了研究。

围绕 QDC 机构的耦合特性,文献[5]提出了一种基于双层 DD 线圈的 QDC 机构,分析了两组发射线圈激励相位与磁场强耦合区分布的作用关系;文献[6]利用 QDC 发射线圈激励相位与等效耦合互感的作用规律,提出了一种接收端机构的位置检测方法,并据此实时调控发射线圈的激励模式,有效拓宽了接收端的电能拾取区域;文献[7]提出了一种计及水介质作用下 QDC 机构特征尺寸及绕制参数的多目标优化方法。围绕 QDC 机构的谐振拓扑,文献[4, 8-9]将基于双 DD 线圈的 QDC 耦合机构作为发射端机构,分别以 DD 型线圈和螺旋管型作为接收端机构,给出了两路正交能道的电感-电容-电容-串联型谐振网络(inductor-capacitor-capacitor-series compensation network, LCC-S)及其参数配置方法。针对 QDC 机构的传输特性,文献[10]分析了交叉互感对 QDC 耦合机构传输功率和效率的影响,给出了基于等效负载的效率跟踪方法。

文献[4-10]构建的正交双能道无线电能传输(quadrature double channels-wireless power transfer, QDC-WPT)系统克服了收发机构相对偏移偏转引起的耦合系数降低问题,并提高了系统传输能效性。在分析过程中,文献[4-10]忽略了发射端和接收端的同侧耦合,然而耦合机构的绕线工艺、导磁材料的非线性、收发线圈的偏移使得同侧耦合互感的存在不可避免。当耦合机构存在同侧互感、正对和交叉互感时,3 组互感在两组发射线圈之间产生了环路电流,不仅增加了系统的无功容量,还对系统输出控制环路的稳定性提出了更高的要求<sup>[11-12]</sup>,因此,

同侧互感对 WPT 系统传输性能的负面影响不可忽略。

针对同侧耦合对 WPT 系统的负面影响,现有文献采用了抑制耦合和解除耦合两种方式。对于抑制耦合方式,文献[13]分析了同侧耦合对磁场强度的影响,通过配置耦合机构的特征参数将发射线圈间的同侧互感控制在零值附近;文献[14-15]优化了谐振网络参数并改进了输出控制策略,减小了耦合互感对磁场的影响,稳定了接收端的拾取功率。对于解除耦合方式,文献[16-17]采用双 D 正交形(double D-shaped quadrature, DDQ)线圈的正交布局实现线圈间的自解耦;文献[18]推导了包含同侧耦合与交叉耦合的系统输入阻抗表达式,分析了同侧耦合对输出阻抗的影响,通过配置等效阻抗参数实现了能道间的等效解耦;文献[19]设计了一种自适应重构耦合机构,使得接收线圈间的耦合作用彼此抵消以达到同侧线圈的解耦效果。

抑制和解除耦合两种方式可降低同侧互感的负面作用。然而,现有研究尚未明确同侧耦合在 QDC 耦合机构引起环路电流的形成机理,仍未研究 QDC 机构的耦合特性对环路电流及系统传输性能的影响。环流形成机理及其相关影响的揭示将有助于提升 QDC-WPT 系统传输容量,并为系统输出控制环路提供分析基础。

为此针对 QDC-WPT 系统同侧耦合对系统性能的影响,揭示了两种激励条件下环流的 6 条耦合路径及其形成机理,明确了各路径环流分量在功率传输过程中的有功和无功作用,给出了面向无功环流的谐振电路参数配置方法,研究了计及 QDC 机构特征的有功环流分布特性及其对传能分量的作用机制,并明确了环流对系统传输性能的影响,最后通过仿真与实验样机验证了耦合环流及系统传输性能分析结果的准确性。

## 1 正交双能道 WPT 系统

### 1.1 系统结构及原理

计及同侧耦合和交叉耦合的正交双能道 WPT 系统结构如图 1 所示,其中,上下对称的两路传能通道分别称为一能道和二能道。该系统由直流电压源、两组并联全桥逆变器、两路 LCC-S 谐振拓扑、QDC 磁耦合机构、两组串联整流滤波电路和负载等效电阻构成。其中,正交双能道磁耦合机构包含两组发射线圈和两组接收线圈。系统中直流电压通过两组全桥逆变器转换为两路幅值相等的高频交流电压,两者的相位关系可为同相或反相两种情况,两路电压作为发射端的谐振网络的输入,后供给磁耦合机构的两路发射线圈,经磁场作用后接收线圈拾取电能,再经过串联补偿电容接入整流电路,最后作用于负载等效电阻。

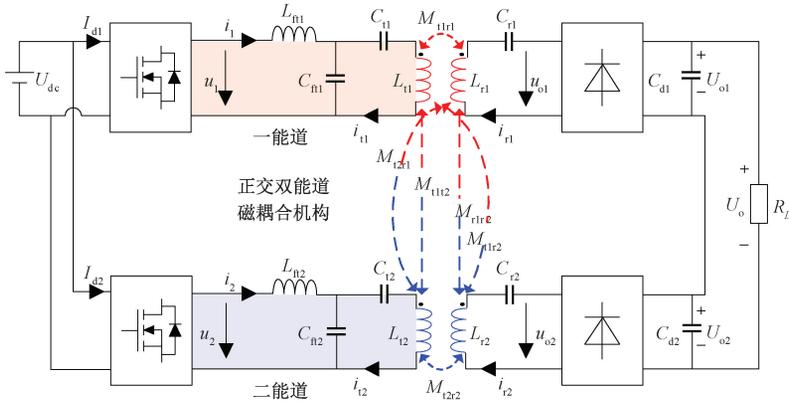


图1 基于LCC-S拓扑的QDC-WPT系统

Fig. 1 QDC-WPT system based on LCC-S topology

图1中  $U_{dc}$  为直流输入电压,  $u_i (i=1, 2)$ 、 $i_i$  分别为逆变器输出电压、电流;  $i_{i1}$ 、 $i_{r1}$  为发射线圈和接收线圈流过的电流;  $L_{fi}, C_{fi}, C_{ti}, C_{rj} (j=1, 2)$  构成了两路LCC-S谐振拓扑;  $L_{ti}$  和  $L_{rj}$  分别为两组发射线圈和两组接收线圈的自感;  $M_{11r1}, M_{12r1}$  为发收端线圈间的正对耦合互感;  $M_{11r2}, M_{12r1}$  为发收端线圈间的交叉耦合互感;  $M_{11r2}, M_{r1r2}$  为发收端线圈间的同侧耦合互感;  $U_{o1}, U_{o2}$  和  $U_o$  分别为两路能道的输出电压及系统输出总电压。

QDC 磁耦合机构的发收线圈采用相同的几何尺寸、匝数和导磁材料进行绕制, 由此两组发收线圈自感参数相同, 即  $L_{t1} = L_{t2} = L_{r1} = L_{r2}$ 。

1.2 计及同侧耦合互感的系统模型分析

图2为计及同侧耦合互感的正交双能道WPT系统等效电路。

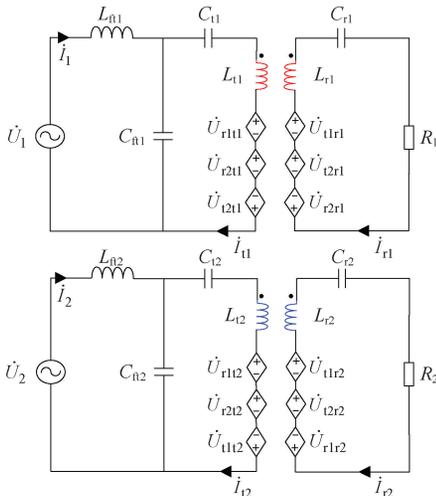


图2 正交双能道WPT系统等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit of the QDC-WPT system

两组逆变器的输出电压幅值相等, 且相位存在同相和反相两种情况, 其表达式为:

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 0^\circ = U \angle 0^\circ \\ \dot{U}_2 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle \theta = U \angle \theta \end{cases} \quad (1)$$

式中: 当  $\theta = 0^\circ$  时, 将双能道耦合机构的激励方式称为  $0^\circ$  激励; 反之, 称为  $180^\circ$  激励。

系统中LCC-S谐振网络采用的电容参数配置条件为:

$$\begin{cases} C_{f1} = \frac{1}{\omega^2 L_{f1}} \\ C_{t1} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t1} - L_{f1})} \\ C_{r1} = \frac{1}{\omega^2 L_{r1}} \\ C_{f2} = \frac{1}{\omega^2 L_{f2}} \\ C_{t2} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t2} - L_{f2})} \\ C_{r2} = \frac{1}{\omega^2 L_{r2}} \end{cases} \quad (2)$$

根据图2对电路列写基尔霍夫电压定律方程 (Kirchhoff's voltage law, KVL), 并由正交双能道磁耦合机构的对称性, 可推得在  $0^\circ$  和  $180^\circ$  激励下各回路电流表达式如式(3)所示, 式(3)中  $Z_0 = R_1 R_2 + M_{r1r2}^2 \omega^2$ 。而  $R_1$  及  $R_2$  为系统负载  $R_L$  在两接收回路的等效输出负载。

$$\begin{cases}
 \dot{I}_1 = \left( \frac{M_{1r2}^2 R_1 + M_{1r1}^2 R_2}{L_{f1}^2 Z_0} + (-1)^{k+1} \frac{M_{1r2} M_{2r2} R_1 + M_{1r1} M_{2r1} R_2}{L_{f1}^2 Z_0} \right) U + \\
 j \left( (-1)^k \left( -\frac{M_{1i2}}{\omega L_{f1}^2} + \frac{M_{r1r2} (M_{1r2} M_{2r1} + M_{1r1} M_{2r2}) \omega}{L_{f1}^2 Z_0} \right) - \frac{2M_{1r1} M_{1r2} M_{r1r2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} \right) U \\
 \dot{I}_{i1} = -j \frac{U}{L_{f1} \omega} \\
 \dot{I}_{r1} = \left( \frac{M_{1r1} R_2 - jM_{1r2} M_{r1r2} \omega}{L_{f1} Z_0} + (-1)^k \frac{-M_{2r1} R_2 + jM_{r1r2} M_{2r2} \omega}{L_{f1} Z_0} \right) U \\
 \dot{I}_2 = \left( (-1)^{k+1} \frac{M_{2r2}^2 R_1 + M_{2r1}^2 R_2}{L_{f1}^2 Z_0} + \frac{M_{1r2} M_{2r2} R_1 + M_{1r1} M_{2r1} R_2}{L_{f1}^2 Z_0} \right) U + \\
 j \left( \frac{M_{1i2}}{\omega L_{f1}^2} - \frac{M_{r1r2} (M_{1r2} M_{2r1} + M_{1r1} M_{2r2}) \omega}{L_{f1}^2 Z_0} + (-1)^k \frac{2M_{2r2} M_{2r1} M_{r1r2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} \right) U \\
 \dot{I}_{i2} = (-1)^k j \frac{U}{L_{f1} \omega} \\
 \dot{I}_{r2} = \left( \frac{M_{1r2} R_1 - jM_{1r1} M_{r1r2} \omega}{L_{f1} Z_0} + (-1)^k \frac{-M_{2r2} R_1 + jM_{2r1} M_{r1r2} \omega}{L_{f1} Z_0} \right) U
 \end{cases} \quad (3)$$

由于  $R_1$  和  $R_2$  获得的功率之和与  $R_L$  获得的总功率相等, 并根据整流前后等效电阻的关系, 可推得两种激励下  $R_1$ 、 $R_2$  表达式为:

$$\begin{cases}
 R_1 = \lambda_k R_{eq} \\
 R_2 = R_{eq} - R_1
 \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $\lambda_k$  的下标  $k$  取 1 或 2, 分别对应  $0^\circ$ 、 $180^\circ$  激励情况;  $R_{eq}$  为整流输入端的等效电阻, 其表达式以及推导过程的中间参数  $Q_L$ 、 $\lambda_k$  如式(5)和(6)所示。

$$\begin{cases}
 R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \\
 Q_L = \frac{\omega M_{r1r2}}{R_{eq}}
 \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases}
 \lambda_1 = \frac{1 - \sqrt{1 - \beta_1 + \beta_1^2 Q_L^2}}{\beta_1} \\
 \lambda_2 = \frac{1 - \sqrt{1 - \beta_2 + \beta_2^2 Q_L^2}}{\beta_2} \\
 \beta_1 = 1 - \frac{(M_{1r2} + M_{2r2})^2}{(M_{1r1} + M_{2r1})^2} \\
 \beta_2 = 1 - \frac{(M_{1r2} - M_{2r2})^2}{(M_{1r1} - M_{2r1})^2}
 \end{cases} \quad (6)$$

## 2 正交双能道耦合环流形成与影响分析

### 2.1 耦合环流的形成机理

经由 LCC 谐振网络和两组发射线圈, 两路能道输

入电压源  $\dot{U}_1$  和  $\dot{U}_2$  之间形成了 5 条感应耦合路径, 如图 3 中的①~⑤所示, 两接收线圈上的感应电压源之间也形成了一条耦合路径, 如图 3 中的⑥所示。耦合路径是同侧耦合互感  $M_{1i2}$ 、 $M_{r1r2}$ , 正对耦合互感  $M_{1r1}$ 、 $M_{2r2}$  及交叉耦合互感  $M_{1i2}$ 、 $M_{2r1}$  共同作用的结果。其中, ①路径为发射线圈间的直接耦合, ②③路径将两个接收线圈作为中继, ④⑤路径只利用其中一个接收线圈作为中继, ⑥路径则是两接收线圈上的感应电压相互作用形成耦合环流。

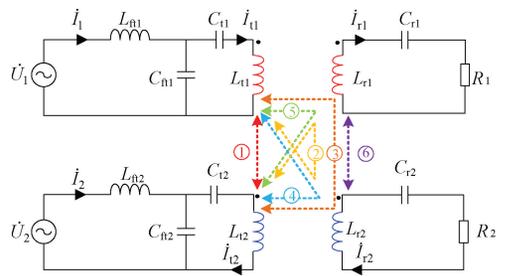


图 3 耦合环流的传输路径

Fig. 3 Transmission paths of coupling circulating current

经过①~⑤耦合路径, 激励电流  $i_{11}$  和  $i_{i2}$  分别在发射线圈  $t_2$  和  $t_1$  产生感应电压  $U_{21-i}$  和  $U_{12-i}$ , 其中下标  $i=1, 2, 3, 4, 5$  并依次代表耦合路径编号。结合正交双能道耦合机构的对称性, 可推导两种激励条件下的  $\dot{U}_{21-i}$  和  $\dot{U}_{12-i}$  表达式如式(7)所示。

$$\begin{cases} \dot{U}_{i21,1} = \pm \dot{U}_{i12,1} = (-1)^{k+1} \frac{M_{i1i2}}{L_{f1}} U \\ \dot{U}_{i21,2} = \pm \dot{U}_{i12,2} = (-1)^k \frac{M_{i1i2} M_{i2r1} M_{r1i2} \omega^2}{L_{f1} Z_0} U \\ \dot{U}_{i21,3} = \pm \dot{U}_{i12,3} = (-1)^k \frac{M_{i1r1} M_{r1i2} M_{i2r2} \omega^2}{L_{f1} Z_0} U \\ \dot{U}_{i21,4} = \pm \dot{U}_{i12,4} = (-1)^k j \frac{M_{i1i2} M_{i2r2} \omega R_1}{L_{f1} Z_0} U \\ \dot{U}_{i21,5} = \pm \dot{U}_{i12,5} = (-1)^k j \frac{M_{i1r1} M_{i2r1} \omega R_2}{L_{f1} Z_0} U \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $\pm$  符号表征  $\dot{U}_{i12,j}$  与  $\dot{U}_{i21,j}$  的相位关系。在  $0^\circ$  激励下取正号, 表示  $\dot{U}_{i12,j}$  与  $\dot{U}_{i21,j}$  幅值相位均相等; 在  $180^\circ$  激励下取负号, 表示两者幅值相等但相角相反。

通过输入端 LCC 谐振网络,  $\dot{U}_{i21,j}$  在  $\dot{U}_1$  电压源所在支路产生电流  $\dot{I}_{i21,j}$ ,  $\dot{U}_{i12,j}$  在  $\dot{U}_2$  电压源所在支路产生电流  $\dot{I}_{i12,j}$ , 且式(7)的感应电压决定了感应电流的幅相关系, 据此可得  $\dot{I}_{i21,j}$  和  $\dot{I}_{i12,j}$  的表达式如式(8)所示。

$$\begin{cases} \dot{I}_{i21,1} = \pm \dot{I}_{i12,1} = (-1)^{k+1} j \frac{M_{i1i2}}{\omega L_{f1}^2} U \\ \dot{I}_{i21,2} = \pm \dot{I}_{i12,2} = (-1)^k j \frac{M_{i1i2} M_{r1i2} M_{i2r1} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i21,3} = \pm \dot{I}_{i12,3} = (-1)^k j \frac{M_{i1r1} M_{r1i2} M_{i2r2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i21,4} = \pm \dot{I}_{i12,4} = (-1)^{k+1} \frac{M_{i1i2} M_{i2r2} R_1}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i21,5} = \pm \dot{I}_{i12,5} = (-1)^{k+1} \frac{M_{i1r1} M_{i2r1} R_2}{L_{f1}^2 Z_0} U \end{cases} \quad (8)$$

式(8)说明了两种激励条件下两路能道上的①~⑤耦合环流分量幅值均相等, 而  $\dot{I}_{i12,j}$  的  $\pm$  符号在  $0^\circ$  激励时取正号; 在  $180^\circ$  激励时则取负号。

通过耦合路径⑥, 两组发射线圈激励电流分别在接收线圈产生的两组感应电压也会产生耦合环流, 其产生环流的机制类似于发射端输入电压  $\dot{U}_1$  和  $\dot{U}_2$  通过路径①~⑤产生环流。

式(9)和(10)列出了在  $0^\circ$  激励情况下发射线圈  $t_1$  和  $t_2$  通过路径⑥产生的映射感应环流分量。

由功率守恒可计算出发射线圈  $t_1$  中经由路径⑥的映射感应环流分量为:

$$\dot{I}_{i1,6} = -2j \frac{M_{i1r1} M_{i1i2} M_{r1i2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \quad (9)$$

同样的, 在发射线圈  $t_2$  的映射感应环流分量为:

$$\dot{I}_{i2,6} = -2j \frac{M_{i2r1} M_{i2i2} M_{r1i2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \quad (10)$$

在  $180^\circ$  激励情况下, 采用相同的方法可推导发射线圈  $t_1$  和  $t_2$  经路径⑥的映射感应环流分量为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{i1,6} = -2j \frac{M_{i1r1} M_{i1i2} M_{r1i2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i2,6} = 2j \frac{M_{i2r1} M_{i2i2} M_{r1i2} \omega}{L_{f1}^2 Z_0} U \end{cases} \quad (11)$$

对比式(9)和(11)第1个公式可知, 在两种激励下通过路径⑥在一能道发射线圈  $t_1$  的感应电流的幅值及相位均相同; 由式(10)和(11)第2个公式可见, 二能道发射线圈  $t_2$  的感应电流在两种激励下的幅值相等、相位则相反。

## 2.2 耦合环流的作用

式(8)~(11)列出了6条耦合路径对应的环流表达式。据此可将式(3)的两路能道输入输出电流表示为式(12)。整体而言, 由式(12)可知两路能道输入输出电流的构成在形式上具有对称性, 即:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = [(\dot{I}_{i1r1} + \dot{I}_{i1r2}) + \langle \dot{I}_{i21,4} + \dot{I}_{i21,5} \rangle] + \{ \dot{I}_{i21,1} + \dot{I}_{i21,2} + \dot{I}_{i21,3} + \dot{I}_{i1,6} \} \\ \dot{I}_{r1} = [\dot{I}_{r1i1} + \dot{I}_{r1i2} + \dot{I}_{r1-2-12} + \dot{I}_{r1-2-11}] \\ \dot{I}_2 = [(\dot{I}_{i2r1} + \dot{I}_{i2r2}) + \langle \dot{I}_{i12,4} + \dot{I}_{i12,5} \rangle] + \{ \dot{I}_{i12,1} + \dot{I}_{i12,2} + \dot{I}_{i12,3} + \dot{I}_{i2,6} \} \\ \dot{I}_{r2} = [\dot{I}_{r2i1} + \dot{I}_{r2i2} + \dot{I}_{r2-1-11} + \dot{I}_{r2-1-12}] \end{cases} \quad (12)$$

对于一能道, 输入电流  $\dot{I}_1$  包含有功部分和无功部分, 分别为式(12)第1个公式的方括号和花括号部分。其中, 有功部分又分为传能分量和有功环流分量, 传能分量包含  $\dot{I}_{i1r1}$  和  $\dot{I}_{i1r2}$ , 有功环流分量由路径④⑤环流分量  $\dot{I}_{i21,4}$ 、 $\dot{I}_{i21,5}$  构成; 无功部分由路径①②③环流  $\dot{I}_{i21,1}$ 、 $\dot{I}_{i21,2}$ 、 $\dot{I}_{i21,3}$  及路径⑥环流分量  $\dot{I}_{i1,6}$  组成。

输入电流  $\dot{I}_1$  的传能分量  $\dot{I}_{i1r1}$  和  $\dot{I}_{i1r2}$  表达式如式(13)所示。

$$\begin{cases} \dot{I}_{i1r1} = \frac{M_{i1r1}^2 R_2}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i1r2} = \frac{M_{i1r2}^2 R_1}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i2r2} = (-1)^{k+1} \frac{M_{i2r2}^2 R_1}{L_{f1}^2 Z_0} U \\ \dot{I}_{i2r1} = (-1)^{k+1} \frac{M_{i2r1}^2 R_2}{L_{f1}^2 Z_0} U \end{cases} \quad (13)$$

可见, 传能电流分量总为正值; 而路径④⑤环流分量  $\dot{I}_{i21,4}$ 、 $\dot{I}_{i21,5}$  的符号则取决于激励条件和耦合互感, 如式(8)所示。当该环流分量为正值时, 环流的作用是与传能分量叠加, 此时环流与传能两组分量分别通过正对互感  $M_{i1r1}$  和交叉互感  $M_{i1r2}$  共同向接收线圈  $r_1$  和  $r_2$  输送功率; 当此环流分量为负值时, 环流对传能分量呈抵消反

作用,这时输入电流  $I_1$  的传能分量被削弱,接收端的拾取功率相比于前种情况降低。

对于二能道,输入电流  $I_2$  的构成与一能道类似。其有功环流同样由路径④⑤  $I_{i2,4}$ 、 $I_{i2,5}$  构成,传能分量  $I_{i2,2}$  和  $I_{i2,1}$  表达式如式(13)第 3 和 4 个公式所示。由二能道的传能分量和环流分量的表达式可知,路径④⑤环流对两路能道的传能分量起到相同作用。即,当一能道的路径④⑤环流增强其传能分量时,环流对二能道同时也起到增强传能分量的作用。联合两路能道的有功部分可知,路径④⑤耦合环流对双能道 WPT 系统的作用分为两种情况:1) 环流与传能分量叠加,共同向接收端输送功率;2) 与传能分量抵消,降低接收端拾取功率。

综合两路能道的无功部分发现,路径①②③⑥产生的耦合环流均在两路能道中产生无功功率。因为该 4 组环流表达式仅含有虚部,如式(8)和(11)所示。这意味着在相同输入下,无功环流的作用会使得接收线圈的拾取能量下降同时降低系统传输效率。

### 3 无功环流的补偿

路径④⑤耦合环流向双能道 WPT 系统的接收端传输有功功率,而路径①②③⑥环流在发射端产生了无功功率。为了提高系统的输入容量和传输效率,需对引入的无功环流进行补偿。由于该 4 路无功环流均流经电容  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$ ,因此,在式(2) LCC 谐振配置前提下,增配谐振电容  $C_{i1}$  和  $C_{i2}$  用于补偿路径①②③⑥的无功环流。

为了对路径①②③⑥引入的无功功率进行补偿,要求 LCC 网络的谐振电容容抗与 4 路环流的等效映射总阻抗相互抵消,据此可得两路能道 4 路径无功环流对应的电容补偿分量为:

$$\begin{cases} C_{i1,1} = -\frac{1}{j\omega Z_{i1,1}} \\ C_{i2,1} = -\frac{1}{j\omega Z_{i2,1}} \\ C_{i1,2} = -\frac{1}{j\omega Z_{i1,2}} \\ C_{i2,2} = -\frac{1}{j\omega Z_{i2,2}} \\ C_{i1,3} = -\frac{1}{j\omega Z_{i1,3}} \\ C_{i2,3} = -\frac{1}{j\omega Z_{i2,3}} \\ C_{i1,6} = -\frac{1}{j\omega Z_{i1,6}} \\ C_{i2,6} = -\frac{1}{j\omega Z_{i2,6}} \end{cases} \quad (14)$$

式中: $Z_{i1,1}$ 、 $Z_{i1,2}$ 、 $Z_{i1,3}$  和  $Z_{i1,6}$  表示路径①②③⑥环流在发射线圈  $t_1$  支路的映射阻抗; $Z_{i2,1}$ 、 $Z_{i2,2}$ 、 $Z_{i2,3}$  和  $Z_{i2,6}$  则为发射线圈  $t_2$  支路上的映射阻抗。其表达式为:

$$\begin{cases} Z_{i1,1} = (-1)^{k+1} j M_{i12} \omega \\ Z_{i2,1} = (-1)^{k+1} j M_{i12} \omega \\ Z_{i1,2} = (-1)^k j \frac{M_{i12} M_{i21} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \\ Z_{i2,2} = (-1)^k j \frac{M_{i21} M_{i12} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \\ Z_{i1,3} = (-1)^k j \frac{M_{i11} M_{i22} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \\ Z_{i2,3} = (-1)^k j \frac{M_{i22} M_{i11} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \\ Z_{i1,6} = -j \frac{2M_{i11} M_{i12} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \\ Z_{i2,6} = -j \frac{2M_{i21} M_{i22} M_{r12} \omega^3}{Z_0} \end{cases} \quad (15)$$

由各路径容值补偿分量在回路中相互叠加作用,可得总容值  $C'_{i1}$  和  $C'_{i2}$  为:

$$\begin{cases} C'_{i1} = \frac{1}{\frac{1}{C_{i1,1}} + \frac{1}{C_{i1,2}} + \frac{1}{C_{i1,3}} + \frac{1}{C_{i1,6}}} \\ C'_{i2} = \frac{1}{\frac{1}{C_{i2,1}} + \frac{1}{C_{i2,2}} + \frac{1}{C_{i2,3}} + \frac{1}{C_{i2,6}}} \end{cases} \quad (16)$$

将式(14)代入式(16),可得两种激励情况下补偿环流的总容值为:

$$\begin{cases} C'_{i1} = \frac{Z_0}{\omega^4(\mp E - F) + \omega^2(\pm M_{i12} + H) Z_0} \\ C'_{i2} = \frac{Z_0}{\omega^4(\mp E - G) + \omega^2(\pm M_{i12} + K) Z_0} \end{cases} \quad (17)$$

其中, $E$ 、 $F$ 、 $G$ 、 $H$ 、 $K$  表示为:

$$\begin{cases} E = M_{i12} M_{i21} M_{r12} + M_{i11} M_{i22} M_{r12} \\ F = 2M_{i11} M_{i12} M_{r12} \\ G = 2M_{i21} M_{i22} M_{r12} \\ H = L_{t1} - L_{f1} \\ K = L_{t2} - L_{f2} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $E$  和  $M_{i12}$  在  $0^\circ$  激励条件下分别取负号和正号;而在  $180^\circ$  情况下两者的符号取反。

综合考虑式(2) LCC 谐振网络配置的  $C_{i1}$  约束条件,可得到  $C_{i1}$  配置的总电容值为:

$$\begin{cases} C_{t1-c} = \frac{1}{\frac{1}{C'_{t1}} + \frac{1}{C_{t1}}} \\ C_{t2-c} = \frac{1}{\frac{1}{C'_{t2}} + \frac{1}{C_{t2}}} \end{cases} \quad (19)$$

在式(19)的配置条件下,路径①②③⑥环流被补偿,由式(12)可得此时系统两路能道的输入和输出电流为:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = [(\dot{I}_{1r1} + \dot{I}_{1r2}) + \langle \dot{I}_{12,4} + \dot{I}_{12,5} \rangle] \\ \dot{I}_{r1} = [\dot{I}_{r11} + \dot{I}_{r12} + \dot{I}_{r1-2-11} + \dot{I}_{r1-2-12}] \\ \dot{I}_2 = [(\dot{I}_{2r1} + \dot{I}_{2r2}) + \langle \dot{I}_{12,4} + \dot{I}_{12,5} \rangle] \\ \dot{I}_{r2} = [\dot{I}_{r21} + \dot{I}_{r22} + \dot{I}_{r2-1-12} + \dot{I}_{r2-1-11}] \end{cases} \quad (20)$$

输出电流由4部分组成,如式(20)中第2和4个公式所示,其中各个分量的表达式为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{r11} = \frac{L_{f11}}{M_{1r1}} \dot{I}_{1r1} \\ \dot{I}_{r12} = \frac{L_{f11}}{M_{1r2}} \dot{I}_{2r1} \\ \dot{I}_{r1-2-12} = -j\omega \frac{L_{f11} M_{r1r2}}{R_1 M_{1r2}} \dot{I}_{12,4} \\ \dot{I}_{r1-2-11} = -j\omega \frac{L_{f11} M_{r1r2}}{R_1 M_{1r2}} \dot{I}_{12,5} \\ \dot{I}_{r21} = \frac{L_{f11}}{M_{1r2}} \dot{I}_{2r2} \\ \dot{I}_{r21} = \frac{L_{f11}}{M_{1r2}} \dot{I}_{1r2} \\ \dot{I}_{r2-1-11} = -j\omega \frac{L_{f11} M_{r1r2}}{R_2 M_{1r1}} \dot{I}_{12,5} \\ \dot{I}_{r2-1-12} = -j\omega \frac{L_{f11} M_{r1r2}}{R_2 M_{1r1}} \dot{I}_{12,4} \end{cases} \quad (21)$$

式中:前4组为接收线圈 $r_1$ 拾取的4组分量;后4组则对应 $r_2$ 包含的4组分量。

## 4 耦合环流分布特性及其作用下的系统传输性能

### 4.1 耦合环流对传能分量的作用机制

结合总环流和传能分量表达式(13),可推得传能电流与路径④⑤总环流的比值 $\gamma_i$ 为:

$$\gamma_i = \begin{cases} \frac{I_{e1}}{I_{c1}} = (-1)^{k+1} \frac{M_{11r2}^2 + M_{1r1}^2 X}{M_{12r2} M_{1r2} + M_{1r1} M_{1r1} X}, & i = 1 \\ \frac{I_{e2}}{I_{c2}} = (-1)^{k+1} \frac{M_{12r2}^2 + M_{1r2}^2 X}{M_{11r2} M_{1r2} + M_{1r1} M_{1r1} X}, & i = 2 \end{cases} \quad (22)$$

式中: $i$ 取1或2,分别对应一能道、二能道。且 $X$ 表示为:

$$X = \frac{1 - \lambda_k}{\lambda_k} \quad (23)$$

为简化论述,文中将总环流与传能电流的比值简称为传能环流比。

若 $|\gamma_i| > 10$ ,说明传能分量幅值比总环流高出一个数量级,此时传能分量在能道中起主导作用;若 $|\gamma_i| < 0.1$ ,则表明能道中两路环流呈主导;而 $|\gamma_i|$ 范围在 $0.1 \sim 10$ ,需同时考虑传能分量与两路环流。

由式(22)可知, $\gamma_i$ 的数值取决于QDC耦合机构的正对和交叉互感。结合QDC机构的分布特性发现<sup>[6]</sup>,传能环流比 $\gamma_i$ 处于两类范围。 $|\gamma_i| \geq 10$ 对应于接收端处在 $X$ 或 $Y$ 轴附近位置,此时传能分量占主导,耦合环流对传能分量的作用可忽略; $|\gamma_i| \in (0.1, 10)$ 则对应于接收端偏离轴线的分布位置,这时耦合环流与传能分量共同激发磁场。而且,当 $0.1 < \gamma_i < 10$ 时,环流与传能分量叠加,共同向接收端输送功率,而在 $-10 < \gamma_i < -0.1$ 时,则环流抵消传能分量,降低接收端的拾取功率。

由式(22)可知, $\gamma_i$ 的符号由互感和激励条件共同决定。综合QDC机构的分布特性发现, $\gamma_i$ 的符号具有两类情况:第1类情况是当接收端未处于磁场强耦合区域所在象限时, $\gamma_1$ 和 $\gamma_2$ 的符号均为正。这因为在强耦合区所在象限的交叉互感与正对互感同极性,导致了 $\gamma_i$ 的分母项为正值,而其分子项始终为正值。此时,耦合环流对一能道和二能道的作用性质相同。即,耦合环流同时叠加在两路能道的传能分量;第2类情况是当接收端处在强耦合区域所在象限时, $\gamma_1$ 和 $\gamma_2$ 的符号均为负。这是由于该象限内的交叉互感与正对互感极性相反,致使 $\gamma_i$ 的分母项为负值。在此情况下的两路传能分量同时被耦合环流抵消。

联合 $\gamma_i$ 的两类取值范围和两类符号情况发现,耦合环流作用区块可划分成3类:传能主导区I、抵消区II和叠加区III,如图4所示。其中,传能主导区I分布于 $X$ 和 $Y$ 轴,耦合环流对传能分量的作用在此区内可忽略,传能分量占主导且与QDC机构的激励条件无关;抵消区II分布于磁场强耦合区域所在对角象限,环流在区块II对传能分量呈抵消作用,而且抵消区在 $0^\circ$ 和 $180^\circ$ 激励的所在象限彼此互补,即,若 $0^\circ$ 激励下的区块II处于第二象限和第四象限,如图4(a)所示,那么 $180^\circ$ 激励下的区块则处于第一象限和第三象限,如图4(b)所示;叠加区III分布于抵消区II之外的两个对角象限,环流在区块III对传能分量呈叠加作用,此区块的分布同样受控于QDC机构的激励条件。需要说明的是,图4中的 $B_{0m}$ 和 $B_{180m}$ 分别指的是 $0^\circ$ 和 $180^\circ$ 激励条件下的磁场强耦合区域。

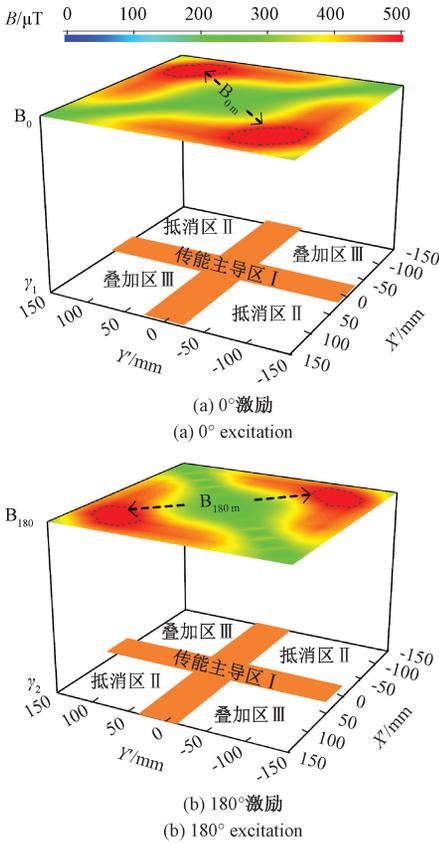


图 4 耦合环流对传能分量的作用区块图

Fig. 4 Effect distribution of coupled circulating current on power transfer component

耦合环流的 3 类区块表征 QDC 机构的强耦合需求与环流叠加作用存在互斥性。一方面,为了满足接收机构对耦合磁场高拾取的需求,QDC 机构的激励方式需确保接收端处于磁场强耦合区域;另一方面,为了实现环流对传能的叠加作用,接收机构需处于环流叠加区 III,即使得接收端处在磁场弱耦合区域。矛盾的两方面要求说明 QDC-WPT 系统不能兼具磁场强耦合和环流叠加传能作用。

在抵消区 II 中, $\gamma_i = -1$  是传能环流比的临界状态。该状态下总环流与传能分量反相且幅值相等,此时环流刚好抵消传能分量,且满足条件:

$$\begin{cases} Q_L = \pm \sqrt{\frac{1 - 2(\xi_{12} \pm \zeta_i)}{\beta_1} + \frac{(\zeta_i \pm \xi_{12})^2}{\beta_1(\xi_{12} - \xi_2 \pm \kappa_i)}}, & \theta = 0^\circ \\ Q_L = \pm \sqrt{\frac{1 - 2(-\xi_{12} \pm \zeta_i)}{\beta_2} + \frac{(-\xi_{12} \pm \zeta_i)^2}{\beta_2(\xi_2 - \xi_{12} \pm \kappa_i)}}, & \theta = 180^\circ \end{cases} \quad (24)$$

式中: $\xi_{12} = \xi_1 \xi_2$ 。另外,符号  $\kappa_i, \zeta_i, \xi_i$  的下标  $i$  取 1 或 2,分别对应一能道和二能道,其表达式为:

$$\begin{cases} \kappa_1 = \frac{M_{1r1}^2 - M_{1r2}^2}{M_{1t2} M_{r12}} \\ \kappa_2 = \frac{M_{2r2}^2 - M_{2r1}^2}{M_{1t2} M_{r12}} \\ \zeta_1 = \frac{M_{1r1}^2}{M_{1t2} M_{r12}} \\ \zeta_2 = \frac{-M_{2r1}^2}{M_{1t2} M_{r12}} \\ \xi_1 = \frac{M_{1r1} M_{2r1}}{M_{1r2} M_{2r2}} \\ \xi_2 = \frac{M_{1r2} M_{2r2}}{M_{1t2} M_{r12}} \end{cases} \quad (25)$$

另外,由式(5)、(22)和(25)可知, $\gamma_i$  与互感参数和  $Q_L$  相关。在设定位置情况下,即当正对、交叉和同侧互感值确定时,则  $\gamma_i$  是关于  $Q_L$  的一元函数。结合  $Q_L > 0$  的取值约束,可获得  $\gamma_i$  呈单调变化的  $Q_L$  值区间。

因而,将零功率点对应  $Q_L$  值作为中心,基于  $\gamma_i$  的单调性可确定该能道输入功率  $< 0$  的  $Q_L$  值范围。在此  $Q_L$  取值范围内,总环流幅值大于传能分量且两者反相,此时传能分量被全部抵消,该能道在系统中消耗功率,即该能道处于负功率点。反之,若  $Q_L$  不处于此范围,总环流与传能分量同相叠加增强,这时接收端的拾取功率增加,该能道工作在正功率点。总之,在抵消区 II 中  $Q_L$  值将单路能道的工作状态划分为 3 种情况:零功率点、正功率点和负功率点;在主导区 I 和叠加区 III 单路能道则只运行于正功率点。

#### 4.2 环流作用下的双能道 WPT 系统传输性能

根据单路能道的运行状态,QDC-WPT 系统分为 3 种工作模式:传能模式、临界模式以及回能模式。1) 传能模式:两路能道均处于正功率点,且共同向接收线圈传输功率;2) 临界模式:单一能道维持正功率输出,另一能道工作于零功率点,此时系统表现为单能道传输;3) 回能模式:一路能道运行于正功率点,另一路处于负功率点,正功率点的能道不仅向接收线圈传输功率,还需向负功率点的能道馈送功率。结合环流对传能分量的作用机制发现,在主导区 I 和叠加区 III, QDC-WPT 系统处于传能模式;在抵消区 II,系统可运行在 3 种工作模式。

由无功环流补偿后的能道输入电流和输入电压,推导出两路能道输入功率比为:

$$\gamma_{pin} = \left| \frac{P_{in1}}{P_{in2}} \right| =$$

$$\begin{cases} \frac{\zeta_1 + \xi_{12} - (\kappa_1 + \xi_{12} - \xi_2)\lambda_1}{(\kappa_2 - \xi_{12} + \xi_2)\lambda_1 - \zeta_2 + \xi_{12}}, & \theta = 0^\circ \\ \frac{\zeta_1 - \xi_{12} - (\kappa_1 - \xi_{12} + \xi_2)\lambda_2}{(\kappa_2 + \xi_{12} - \xi_2)\lambda_2 - \zeta_2 - \xi_{12}}, & \theta = 180^\circ \end{cases} \quad (26)$$

式中:

$$\begin{cases} P_{in1} = U_1 I_1 \\ P_{in2} = U_2 I_2 \end{cases} \quad (27)$$

当  $\gamma_{pin} = 1$ , 此时两路能道输入相同功率, 即系统处于功率平衡点, 对应的约束方程为:

$$\frac{(\kappa_1 + \kappa_2)\lambda_k}{\zeta_1 + \zeta_2} = 1 \quad (28)$$

据此, 可推导两种激励条件下功率平衡点的参数条件分别为:

$$\begin{cases} Q_L = \pm \sqrt{\alpha^2 + \frac{1-2\alpha}{\beta_1}}, & \theta = 0^\circ \\ Q_L = \pm \sqrt{\alpha^2 + \frac{1-2\alpha}{\beta_2}}, & \theta = 180^\circ \end{cases} \quad (29)$$

式中:  $\alpha = (M_{12r2}^2 - M_{12r1}^2) / (M_{11r1}^2 - M_{12r1}^2)$ 。

综合式(24)和(26), 功率平衡点对应的  $Q_L$  确保双能道功率传输平衡, 而零功率点的  $Q_L$  值表征系统从回能模式向传能模式过渡的临界条件, 两者共同划定了3种工作模式所对应的  $Q_L$  参数取值区间。

QDC-WPT 系统运行在回能模式时, 传输效率降低, 工作在正功率能道的开关器件电气应力增高, 为确保系统正常运行, 需将双能道系统的工作状态维持在传能模式; 在此基础上, 功率平衡点还能实现更高效可靠的能量传输。

当 QDC-WPT 系统处于传能模式, 接收线圈电流  $I_{r1}$  和  $I_{r2}$  由两路能道传能分量和有功环流叠加组成, 可推导两路能道拾取功率比为:

$$\gamma_{p_o} = \frac{\lambda_k}{1 - \lambda_k} \quad (30)$$

系统总输出功率可表示为:

$$P_o = \left( \frac{U}{L_{1r1}(\lambda_k(1 - \lambda_k)) + Q_L^2} \right)^2 \frac{b^2 \lambda_k^2 + d^2 Q_L^2}{R_{eq}} \quad (31)$$

式中:  $b = M_{11r2} \pm M_{12r2}$ ;  $d = M_{11r1} \pm M_{12r1}$ ; 等效代换参数中  $\pm$  的选择取决于激励电压的相位关系, 正相激励取正号, 反相则取负号。

## 5 仿真与实验

采用 Ansys 有限元仿真平台搭建 QDC 耦合机构, 如图5所示; 参照图1借助 Simulink 电路仿真软件建立系统模型, 其主要电路和尺寸参数值分别列如表1和2所

示。据此验证传能分量与环流分量的主导作用及两路能道传输功率; 同时, 由此参数搭建 QDC-WPT 样机系统, 如图6所示。通过此样机验证两种不同激励下所分析的环流形成机理及其补偿方法、系统能量传输特性分析结果的准确性。

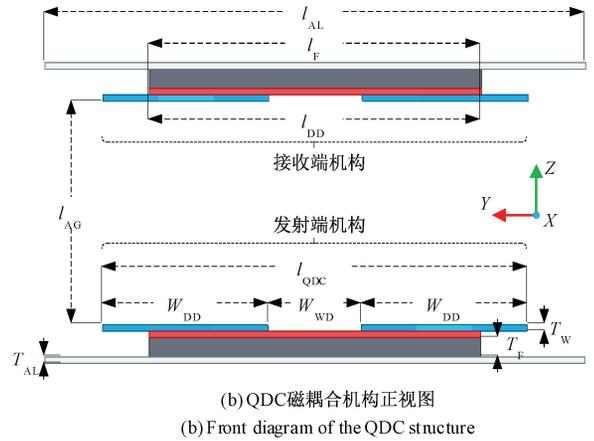
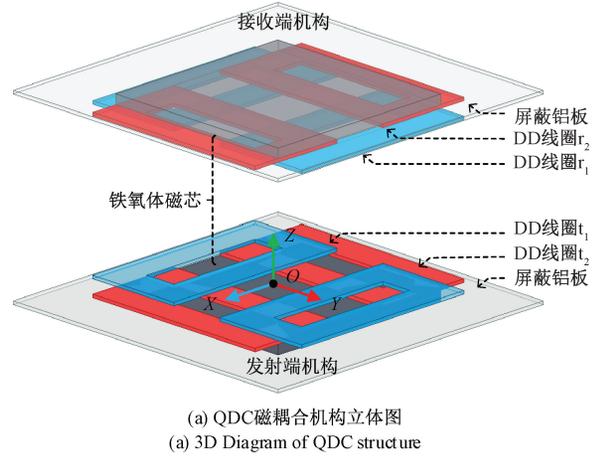


图5 QDC 耦合机构

Fig. 5 QDC magnetic coupler

表1 实验样机电路参数

Table 1 Parameters of experimental prototype

参数/ $\mu\text{H}$	取值	参数	取值
$L_{11}$	278.38	$C_{11}/\text{nF}$	86.78
$L_{12}$	279.46	$C_{12}/\text{nF}$	86.78
$L_{r1}$	277.63	$C_{r1}/\text{nF}$	12.63
$L_{r2}$	274.32	$C_{r2}/\text{nF}$	12.78
$L_{1r1}$	40.40	$R_L/\Omega$	10.00
$L_{1r2}$	40.40	$f/\text{Hz}$	85 000

表 2 磁耦合机构尺寸参数

Table 2 Parameters of magnetic coupler

参数/mm	取值	参数/mm	取值
传输间距 $l_{AG}$	130	窗口宽度 $W_{WD}$	90
DD 长度 $l_{DD}$	300	线圈长度 $l_{DQDD}$	390
线圈宽度 $W_{DD}$	150	铁氧体长度 $l_F$	300
线圈厚度 $T_W$	2.5	铁氧体厚度 $T_F$	10
铝板厚度 $T_{AL}$	3.0		

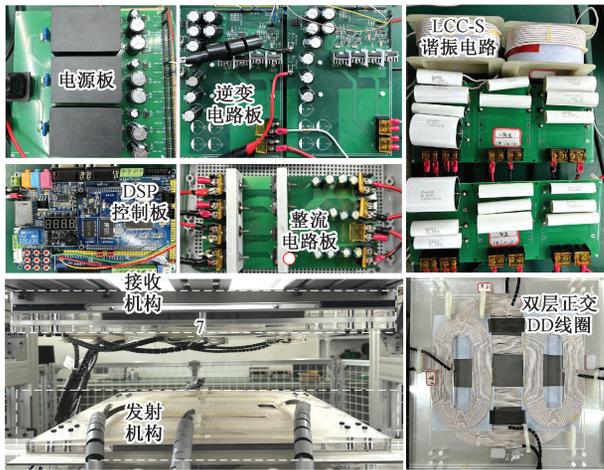


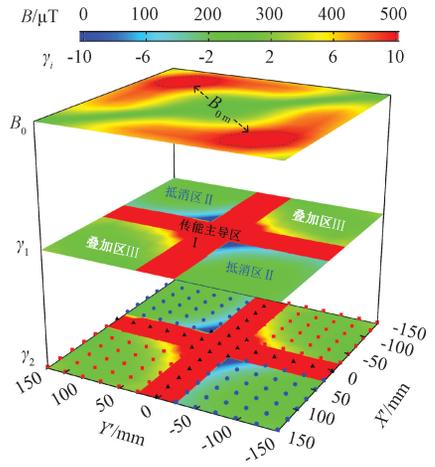
图 6 实验样机

Fig. 6 Experimental prototype

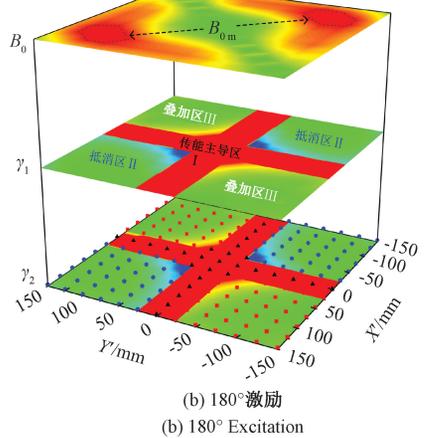
5.1 仿真验证

图 7 给出了两种激励条件下所搭建 QDC 耦合机构在  $XOY$  平面内传能环流比  $\gamma_i$  的分布情况,  $X'$  和  $Y'$  表示接收机构沿  $X$  和  $Y$  轴的偏移量。平面内共设置了 169 个偏移点位置, 相邻  $X$  或  $Y$  轴方向的位置均间隔 25 mm, 其中的三角形、圆形和方形这 3 种图形均表示接收端中心点所处位置。

由图 7(a) 底层可见,  $0^\circ$  激励条件下三角形位置的对应  $\gamma_2 > 10$ , 表示在  $X$  和  $Y$  坐标轴区域的二能道传能分量呈主导作用, 即三角形位置为传能主导区 I; 方形位置的对应  $\gamma_2$  处于  $(0.1, 10)$ , 说明此偏移位置处的二能道传能分量与环流共同作用, 而且环流叠加于传能分量, 方形位置为环流叠加区 III; 圆形位置的对应  $\gamma_2$  为负值, 且与方形位置的  $\gamma_2$  数值相等而符号相反, 表明了在该偏移区域传能与环流共同作用, 但环流起到抵消作用, 因此圆形符号的位置为环流抵消区 II。联合图 7(a) 底层和中层可知, 传能环流比  $\gamma_1$  与  $\gamma_2$  具有相同分布。结合图 7(a) 中层和顶层可见, 两路能道环流抵消区 II 分布于第二象限和第四象限, 且磁场强耦合区分布于此对角象限。



(a)  $0^\circ$  激励  
(a)  $0^\circ$  Excitation



(b)  $180^\circ$  激励  
(b)  $180^\circ$  Excitation

图 7 两种激励条件下  $XOY$  平面的  $\gamma_i$  分布情况

Fig. 7 Distribution of  $\gamma_i$  in the  $XOY$  under two conditions

对比图 7(a) 和 (b) 可知, 两种激励条件下  $\gamma_2 > 10$  对应的三角形位置相同, 而正值对应的方形位置与负值对应的圆形位置彼此互换。结合图 7(b) 中层和顶层发现: 切换 QDC 机构激励条件后, 传能主导区 I 位置不变, 环流抵消区 II 和环流叠加区 III 彼此交换, 而且磁场强耦合区均对应于抵消区 II。据此验证了耦合环流作用机制的分析结果。

图 8 为  $X' = 125$  mm,  $Y' = -150$  mm 偏移位置下两路能道的输入电压、输入电流、传能分量以及环流电流仿真波形, 该偏移位置下的 6 组互感数值如表 3 所示。表 3 中位置坐标单位为 mm, 互感值单位为  $\mu H$ 。位置 3# 在  $0^\circ$  激励和  $180^\circ$  激励条件分别运行于抵消区 II 和叠加区 III, 如图 7(a) 顶层。图 8(a) 和 (b) 表示  $0^\circ$  激励下两种负载不同情况, 其中,  $R_L$  为  $4.8 \Omega$  是根据两路能道功率平衡点的约束条件式 (29) 计算所得; 图 8(c) 和 (d) 则表示  $180^\circ$  激励所对应的情况, 此时, 式 (29) 计算得功率平衡点对应  $R_L$  为  $2.2 \Omega$ 。需要注意的是, 图 8(a) ~ (d) 共用左和右纵轴。

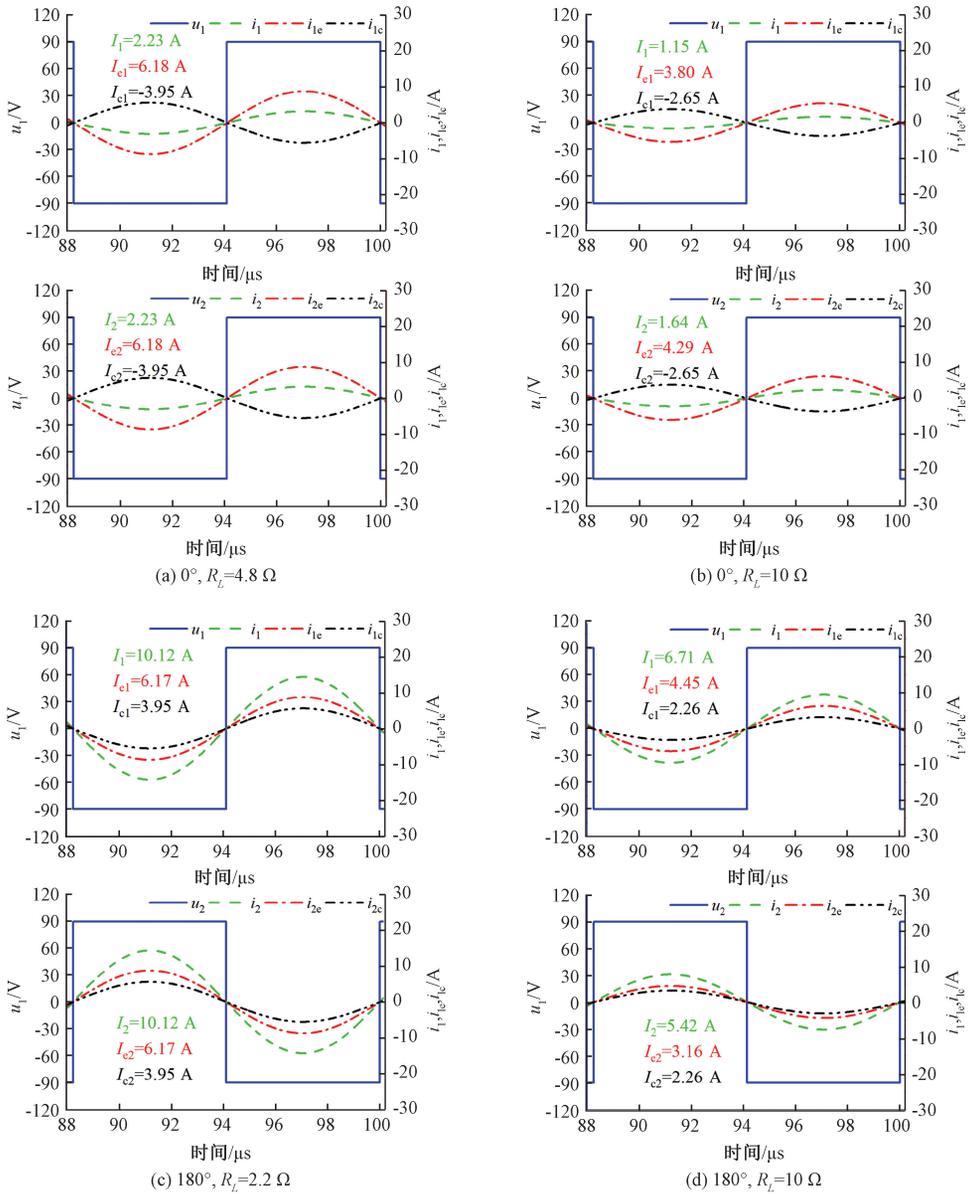


图8 在3#位置下以 $0^\circ$ 和 $180^\circ$ 激励条件的两种负载的输入电压及电流各分量仿真波形

Fig. 8 Simulated waveforms of input voltage and current components with two loads under  $0^\circ$  and  $180^\circ$  excitation at position 3#

表3 6处位置下耦合机构的互感值  
Table 3 Mutual inductance at six positions

位置 编号	$(X', Y')$	$M_{11r1}$	$M_{11r2}$	$M_{12r2}$	$M_{12r1}$	$M_{11i2}$	$M_{11i2}$
0#	(0,0)	45.50	0.053	44.70	0.051	0.022	0.012
1#	(-100,150)	13.01	-15.130	3.26	-15.140	-0.850	-0.840
2#	(-150,100)	3.89	-15.160	12.34	-15.120	-0.850	-0.840
3#	(125,-150)	8.26	-16.430	3.29	-16.420	-1.610	-2.450
4#	(-100,-150)	13.00	15.140	3.25	15.100	0.810	0.850
5#	(-125,-125)	9.32	16.220	8.66	16.340	0.880	0.890
6#	(150,125)	3.81	16.450	7.65	16.400	1.000	1.270

由图 8 可知,两种激励情况下不同负载对应的  $u_1$  与  $i_1$  相位差、 $u_2$  与  $i_2$  相位差均在  $1^\circ$  以内,由于高次谐波的作用使得相位差不为 0。这说明两路能道中路径 ①②③⑥引起的无功环流分量均已被补偿,系统处于谐振状态,据此验证了无功环流补偿条件的正确性。

将式(20)计算的输入电流、传能分量与环流分量与仿真有效值对比发现,两者偏差在 0.5% 以内。由图 8(a)、(c)可发现  $I_1$  和  $I_2$  相等,意味着在 3# 位置处,同相激励下满足  $R_L = 4.8 \Omega$  或反相激励下满足  $R_L = 2.2 \Omega$  均能实现两路能道输入功率平衡,由此验证了能道功率平衡点计算方法的正确性。

对比图 8(b)和(d)可见,在 3# 位置处当负载  $R_L$  均为  $10 \Omega$  时,叠加区 III 的传输容量要高于抵消区 II。具体而言,在抵消区 II 时两路能道的传输总容量为 226 W,而叠加区 III 的传输容量为 982.5 W,叠加区 III 将传输容量提升了 2.35 倍。据此证明了环流叠加区可有效提升系统传输容量。

图 9 为  $0^\circ$  激励下位置 3# 处能道输出电流及其传能分量和环流分量随  $R_L$  的变化曲线,图 10 为  $180^\circ$  激励位置 4# 处各电流对应的变化曲线。 $0^\circ$  激励下的位置 3# 和  $180^\circ$  激励的位置 4# 均运行于环流抵消区 II,如图 7(a)和(b)顶层。图 9 和 10 均以  $R_L = 1 \Omega$  作为初始值并以  $1 \Omega$  为步进增量,仿真获得随  $R_L$  变化的  $I_1$  和  $I_2$ 、 $I_{1c}$  和  $I_{2c}$ 、 $I_{1e}$  和  $I_{2e}$ 、 $I_{1c}$  和  $I_{2c}$ 。

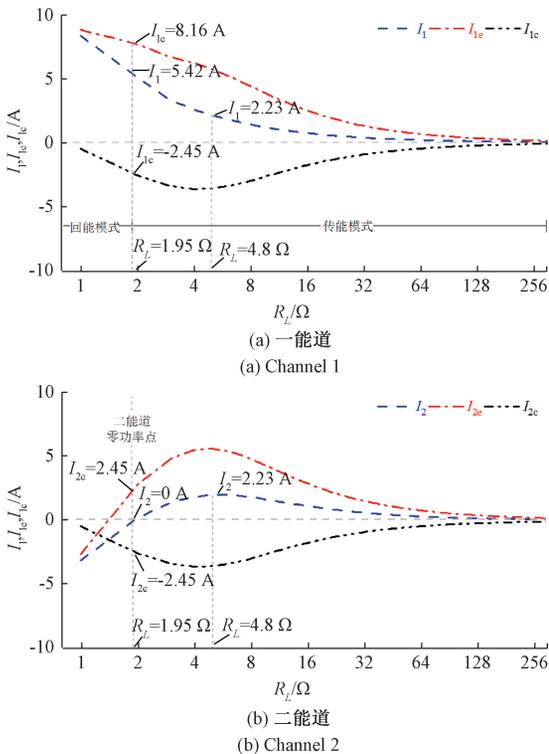


图 9 在 3# 位置  $0^\circ$  时输入、传能电流及环流与  $R_L$  的关系  
Fig.9 Relationship among input current, power transfer current, circulating current, and  $R_L$  at 3# under  $0^\circ$  excitation

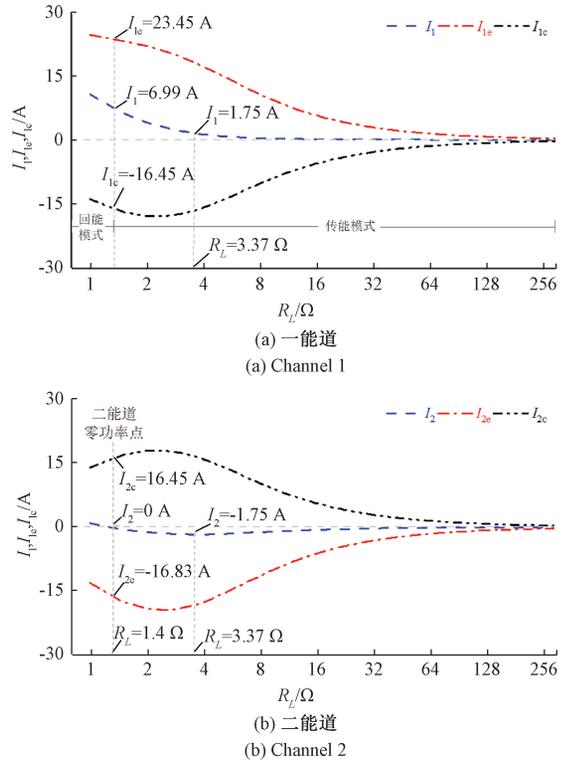


图 10 在 4# 位置  $180^\circ$  时输入、传能电流和环流与  $R_L$  的关系  
Fig.10 Relationship among input current, power transfer current, circulating current, and  $R_L$  at 4# under  $180^\circ$

由图 9 的下图可见, $0^\circ$  激励条件下的二能道零功率点对应于  $R_L = 1.95 \Omega$ 。此时二能道传能分量  $I_{2c}$  和环流分量  $I_{2e}$  等幅反相,输入电流  $I_2 = 0$ ;如图 9 上图所示,一能道传能电流与环流相位相反,但传能电流幅值始终大于环流幅值,一能道维持在正功率点;这说明了系统在该  $R_L$  值条件下处于临界模式,该负载  $R_L$  值与式(24)的计算值  $1.91 \Omega$  一致。 $180^\circ$  激励条件下系统处于临界模式的  $R_L = 1.4 \Omega$ ,如图 10 下图所示。此时二能道处于零功率点,一能道处于正功率点。该负载  $R_L$  值与式(24)计算值  $1.38 \Omega$  吻合。

联合图 9 和 10 可知,在零功率点基础上,增加  $R_L$  将使得二能道进入正功率点,两路能道同时向接收端传能,系统进入传能模式,而且当  $R_L$  分别增加至 4.8 和 3.37  $\Omega$  时, $0^\circ$  和  $180^\circ$  激励条件下的两路能道达到平衡状态,此  $R_L$  值与式 GOTOB(29)的计算值相吻合;反之,以零功率点为起点,减小  $R_L$  将使得二能道转为负功率点,此时一能道不仅向接收端传能还向二能道传输电能,系统运行在回能模式。据此验证了传能分量与环流相互作用及系统传输特性的分析结果。

图 11 为在 6 组偏移位置的两种激励下的两路能道输入功率及比值。其中,位置 1# 至 3# 采用  $0^\circ$  激励,位置 4# 至 6# 则使用  $180^\circ$  激励,在激励作用下 6 组位置均处

于环流抵消区,对应位置下的6组互感值见表3。图11中, $P_{in1}$ 和 $P_{in2}$ 分别表示 $R_L=10\ \Omega$ 条件下—能道与二能道的输入功率, $P_{in1-}$ 和 $P_{in2-}$ 则为功率平衡点对应负载下的两路能道输入功率,方型折线表示通过式(29)求得的功率平衡 $R_L$ 约束值,且给出了6处位置在 $R_L=10\ \Omega$ 情况下两路能道的输入功率比值 $\gamma_{pin}$ 。

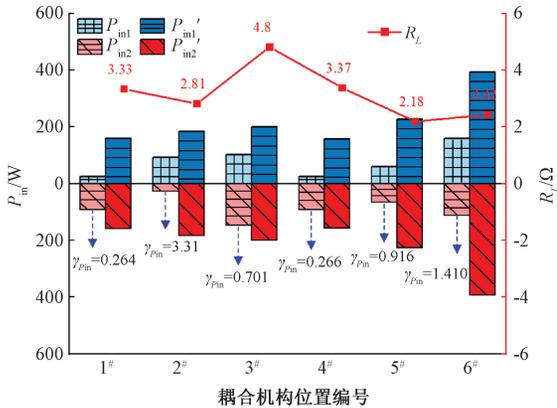


图11 两路能道输入功率及其比值

Fig. 11 The input power and its ratio of two power channels

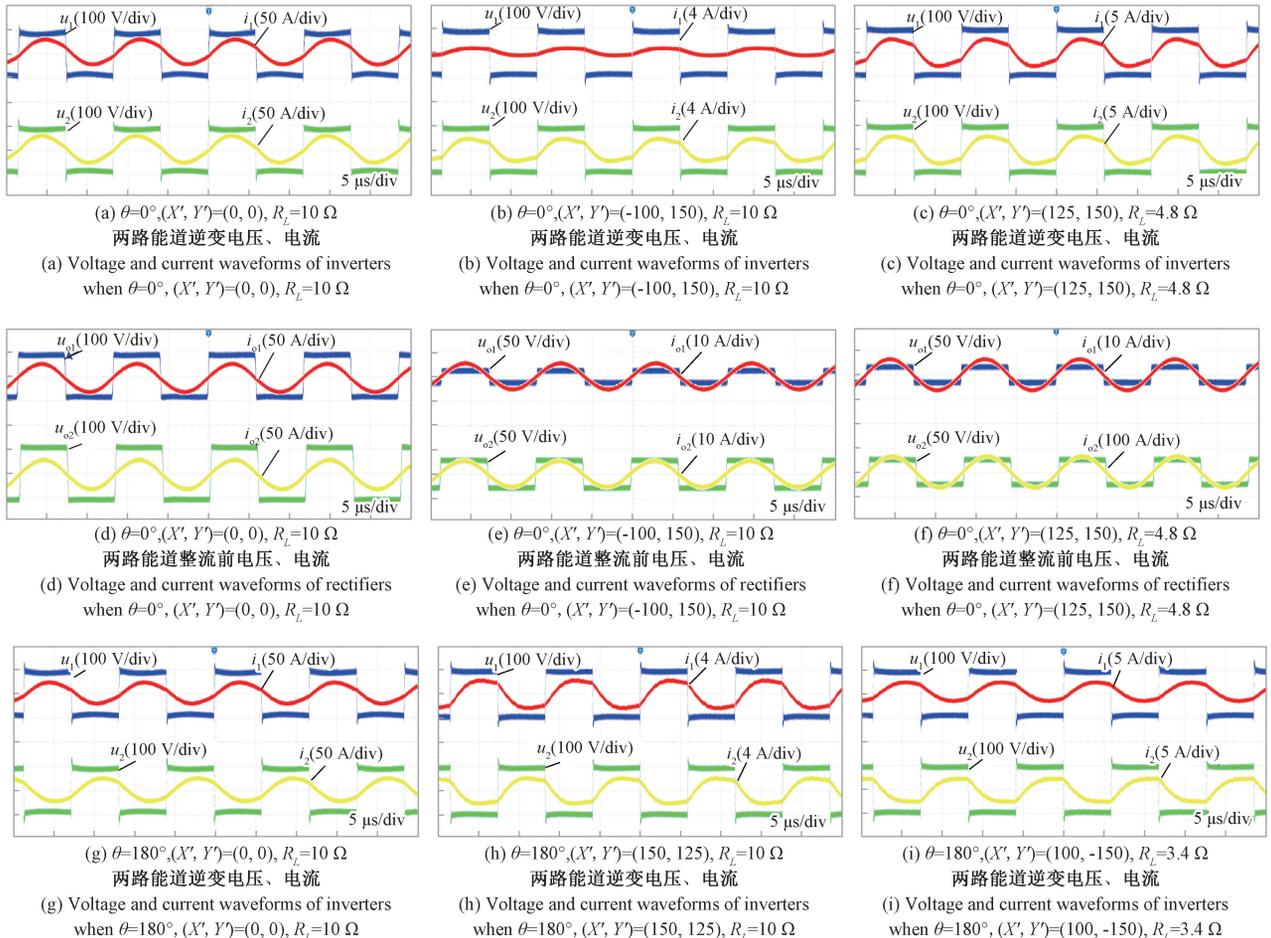
由三角形型折线可见,在1#、3#、4#和5#这4处位置,

二能道传输功率高于一能道,特别是在1#位置, $\gamma_{pin}=0.264$ ,这意味着二能道功率接近一能道功率的4倍;在2#和6#两处位置,一能道传输功率则高于二能道,尤其是在6#位置, $\gamma_{pin}=1.41$ ,说明一能道功率高于二能道41%。而负载为功率平衡点时 $P_{in1-}=P_{in2-}$ , $\gamma_{pin}$ 始终为1,系统两路能道保持功率平衡,进而验证了系统功率平衡点约束条件的正确性。

由图11可见,相比于能道功率不平衡的情况,在式(29)功率平衡约束条件下系统的功率均得到提高,如位置1#、2#、4#及5#处功率平衡点的输入功率分别提高了62.97%、67.6%、62.55%及72.28%。这是因为功率平衡点对应的 $R_L$ 值都低于 $10\ \Omega$ ,如图11的方型折线,分别降低了66.67%、71.9%、66.3%及78.17%,使系统输入阻抗减小,从而提升系统输入功率。

### 5.2 实验验证

图12给出了实验样机在 $0^\circ$ 和 $180^\circ$ 两种激励情况下两路能道的逆变输出侧及整流桥输入侧的电压电流波形。鉴于QDC机构强耦合区在 $0^\circ$ 激励下分布于第二和第四象限,在 $180^\circ$ 激励下分布在第一和第三象限, $0^\circ$ 激励情况选取位置0#、1#和3#进行验证,180°激励选取位置0#、4#和6#。



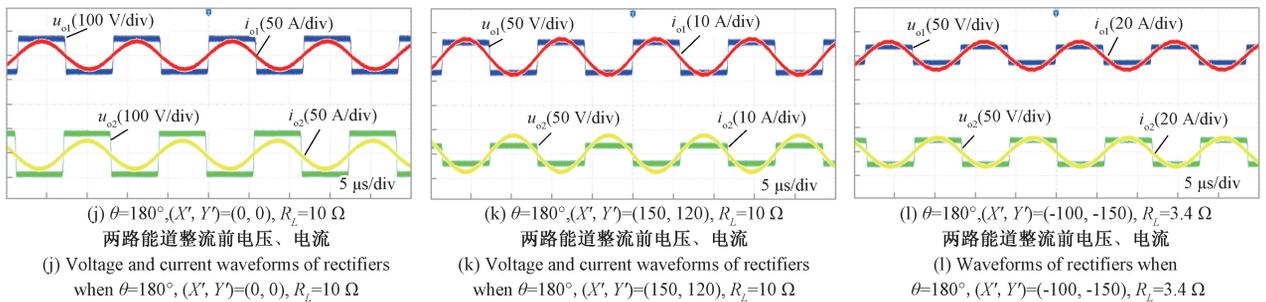


图 12 实验样机两路能道逆变输出侧、全桥整流输入侧的电压电流

Fig. 12 Voltage and current waveforms of dual channels inverter output and rectifier input in the prototype

由图 12(a)~(c)和(g)~(i)可见,6种情况下逆变器输出电压和电流的相位差均在 $10^\circ$ 以内。实验样机逆变器的输出相角高于仿真结果主要源于两方面原因:一方面,样机所采用谐振电容器的实际容值与标称值存在 $\pm 5\%$ 的误差,此电容偏差值使得样机的相角值高于仿真值;另一方面,仿真模型采用了理想器件,而样机逆变器存在暂态切换时间。为了实现逆变器的零电压切换,输出电流相角需略滞后于电压。同时,逆变输出电流 $i_1$ 和 $i_2$ 的实测有效值与仿真值的误差百分比在 $1\% \sim 5\%$ ,进一步验证了无功环流补偿方法的准确性。需要说明的是,在系统传能过程中,LCC谐振拓扑的输入阻抗需维持弱感性,以使得逆变器的开关器件工作在零电压开通模式。另外,图 12(b)~(c)和(h)~(i)中电流 $i_1$ 和 $i_2$ 波形存在畸变的原因是逆变器输出电流的高次谐波含量随着接收端偏移而增加。

由图 12(b)可知,位置 1<sup>#</sup>在 $0^\circ$ 激励条件下输入电流 $i_1$ 、 $i_2$ 分别为 0.47、1.7 A,两路能道输入功率比值为 0.276;在 $180^\circ$ 激励条件下位置 6<sup>#</sup>处 $i_1$ 、 $i_2$ 分别为 2.5 和 1.7 A,如图 12(h)所示,此时一能道输入功率是二能道的 1.5 倍。实验结果与图 11 中位置 1<sup>#</sup>和 6<sup>#</sup>的 $\gamma_{P_{in}}$ 仿真值相吻合。图 12(c)表明在 3<sup>#</sup>位置以 $R_L=4.8 \Omega$ 为负载时两路能道的输入电流均为 3.1 A,而图 12(i)说明在 4<sup>#</sup>位置时 $R_L=3.4 \Omega$ 使得两路输入电流均为 2.5 A,这意味着在 3<sup>#</sup>和 4<sup>#</sup>位置下系统能道间处于输入功率平衡状态。此实验值与图 11 位置 3<sup>#</sup>和 4<sup>#</sup>功率平衡点所对应 $R_L$ 的计算值相一致。由此验证了功率平衡计算方法的正确性。

在位置 1<sup>#</sup>、6<sup>#</sup>处测取的环流分量分别为 8.2 和 2.7 A,而两处位置的环流计算值则为 8.4 和 2.65 A,测取值与计算值的相对误差在 5% 以内,据此证实了耦合环流特性分析结果的准确性。导致环流测取误差的主要因素是系统中电感内阻、功率器件损耗以及电容的制造误差。实验样机在 6 处位置的传输效率均不低于 85%,系统中功率器件的开关损耗及接收端偏移引起的高次谐波是产生损耗的主要原因。

## 6 结 论

本研究针对 QDC-WPT 系统在同相和反相激励条件下的环流机理与系统传输特性进行了研究。在考虑线圈间同侧及交叉耦合互感的情况下,研究发现系统存在 6 组环流路径,其中以接收线圈为中继的两组路径环流组成有功分量,其余 4 组路径环流则组成无功分量;文中给出了两种激励相位条件下无功环流的补偿方法。结果表明了有功环流对传能分量的作用分为可忽略、抵消和叠加 3 类机制。据此推导了单路能道零功率点和两路能道功率平衡的条件,结果说明了在所推导条件下 QDC-WPT 系统具有传能、临界和回能 3 种运行模式。该文中提出的无功环流补偿方法可提升 QDC-WPT 系统的传输容量,所揭示的有功环流作用机理和机制将为系统输出控制环路的设计提供分析基础。

## 参考文献

- [1] 李阳,石少博,刘雪莉,等. 磁场耦合式无线电能传输耦合机构综述[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 389-403.  
LI Y, SHI SH B, LIU X L, et al. Overview of magnetic coupling mechanism for wireless power transfer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 389-403.
- [2] 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): 9006-9021.  
GUO H CH, ZHANG X, YANG Q X, et al. Review of research and application of spatial omnidirectional wireless power transmission technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(24): 9006-9021.
- [3] 荣灿灿,段晓宇,陈蒙蒙,等. 基于双正交 DD-双组合式螺旋管的强抗偏移性无人机无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 1-14[2025-09-10].

- RONG C C, DUAN X Y, CHEN M M, et al. A robust anti-offset wireless power transfer system for UAVs based on dual-orthogonal DD-Dual combined solenoid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-14 [2025-09-10].
- [4] 肖蕙蕙, 周青山, 熊山香, 等. 基于双层正交 DD 线圈抗偏移偏转的无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16):4004-4018.
- XIAO H H, ZHOU Q SH, XIONG SH X, et al. Wireless power transfer system based on double-layer quadrature Double-D coupling structure with anti-misalignment and anti-deflection [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16):4004-4018.
- [5] 谢诗云, 杨奕, 李恋, 等. 基于双极性耦合磁场调控的高抗偏移偏转无线电能传输系统[J]. 电工技术学报, 2023, 38(18):4838-4852.
- XIE SH Y, YANG Y, LI L, et al. Wireless power transfer system with high misalignment tolerance based on bipolar coupling magnetic-field control[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(18):4838-4852.
- [6] XIE SH Y, WU L, ZHANG X Q, et al. Misalignment-tolerant wireless power transfer system based on double-layer quadrature double-d coil with magnetic field control[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(4):9945-9958.
- [7] WANG F Y, ZHU J W, SUN A O N, et al. Multi-objective optimization of double-d orthogonal coil in the underwater environment[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2025, 61(3):4155-4166.
- [8] 杨奕, 郭科, 郭强, 等. 网格型螺线管线圈单管逆变无线电能传输系统研究与设计[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(12):161-174.
- YANG Y, GUO K, GUO Q, et al. Research and design of single-switch inverter wireless power transfer system for grid flat spiral pad coils[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(12):161-174.
- [9] 谢诗云, 官涵宇, 黄杰, 等. 基于旋转磁场耦合的非对称式无线电能传输系统[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(8):193-206.
- XIE SH Y, GUAN H Y, HUANG J, et al. Wireless power transfer system with an asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(8):193-206.
- [10] 谢诗云, 吴莲, 李津, 等. 基于等效负载跟踪的旋转磁场耦合式 WPT 系统最大效率控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(10):110-122.
- XIE SH Y, WU L, LI J, et al. Method of maximum efficiency control based on equivalent load tracking in WPT system with rotating magnetic field [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(10):110-122.
- [11] TAN P AN, LEI W, WANG B, et al. A dual-output AC-AC converter for double transmitter wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(10):12131-12140.
- [12] GONG ZH W, ZHAO L, ZHANG N CH, et al. Analysis and design of an air-gap-insensitive hybrid inductive power transfer system with constant voltage output [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8):10496-10505.
- [13] YUE K, LIU Y, ZHANG X G, et al. Transmitter-side voltage-based mutual inductances and load tracking for two-transmitter LCC-S compensated wireless power transfer systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2):2317-2332.
- [14] ZHU ZH H, YUAN H, LIANG C, et al. Maximum efficiency tracking of a wireless power transfer system with 3-D coupling capability using a planar transmitter coil configuration [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8):10594-10604.
- [15] MOSAMMAM B M, MIRSALEM M. New integrated tripolar pad using Double-Sided LCC compensation for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(12):15633-15643.
- [16] RONG CH, ZHANG B. A robust simultaneous wireless power and information transfer system for charging battery with wide charging region [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4):3302-3314.
- [17] 李砚玲, 杜浩, 何正友. 基于双 D 形正交混合拓扑的感应电能传输系统恒流输出研究 [J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(3):942-950.
- LI Y L, DU H, HE ZH Y. Research on constant current output of inductive power transfer system with double-D quadrature hybrid topology [J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(3):942-950.
- [18] LIANG Y, SUN P, YANG G, et al. Analysis and parameter design for input-series output-series (ISOS) multichannel inductive power transfer system considering cross coupling [J]. IEEE Journal of Emerging and

Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 2361-2376.

- [19] HUANG ZH J, LIU CH, PAN W X, et al. Misalignment tolerance of electric vehicle wireless charging system based on reconfigurable adaptive topology and centrosymmetric coils[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(4):4815-4823.

## 作者简介



**谢诗云**, 2010 年和 2017 年于重庆大学获得学士学位和博士学位, 现为重庆理工大学副教授, 硕士生导师, 主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail: xieshiyun1987@cqut.edu.cn

**Xie Shiyun** received his B. Sc. and Ph. D. degrees both from Chongqing University in 2010 and 2017, respectively. He is currently an associate professor at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control.



**李青青**, 2023 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士生, 主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 2780699986@qq.com

**Li Qingqing** received her B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. She is currently pursuing her M. Sc. degree at Chongqing University of Technology. Her main research interest includes wireless power transfer.



**李红玉**, 2024 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士生, 主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 1994246931@qq.com

**Li Hongyu** received her B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2024.

She is currently pursuing her M. Sc. degree at Chongqing University of Technology. Her main research interest includes wireless power transfer.



**白雪**, 2025 年于重庆理工大学获得学士学位, 现为重庆理工大学硕士生, 主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 2312984937@qq.com

**Bo Xue** received her B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2025. She

is currently pursuing her M. Sc. degree at Chongqing University of Technology. Her research interest includes wireless power transfer.



**陈龙** (通信作者), 2011 年于南方医科大学获得学士学位, 2018 年于重庆大学获得博士学位, 现为重庆理工大学讲师, 主要从事无线电能传输技术、电能变换与控制研究。

E-mail: chenlong118@cqut.edu.cn

**Chen Long** (Corresponding author) received his B. Sc. from Southern Medical University in 2011, and his Ph. D. degree from Chongqing University in 2018. He is currently a lecturer at Chongqing University of Technology. His main research interests include wireless power transfer and power conversion and control.