

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2614920

双负载正交双能道 IPT 系统的交互耦合及功率交互机制*

谢诗云,马国栋,刘睿杰,李红玉,陈 龙
(重庆理工大学 重庆 400054)

摘 要:双负载正交双能道(QDC)感应电能传输(IPT)系统可对用电设备进行宽空间范围和高自由度的电能输送。QDC-IPT 系统的耦合互感会诱发环流,干扰其正常谐振运行状态。针对双负载 QDC-IPT 系统,建立了考虑正对和交叉耦合互感的系统模型,揭示了由耦合互感产生的环流传输路径,并分析了能道间的耦合环流及其形成机理,给出了传能分量与环流分量的表达式,明确了环流无功分量对系统的作用。推导了环流和接收线圈回路在发射线圈处的映射阻抗,揭示了两路能道的交互耦合作用可表征为阻容串联支路。分析了双能道间的功率流向和系统传输功率与效率,并推导了由输入电压分量和环流分量产生的功率比值,明确了环流分量在系统工作过程中的无功和有功成分作用,构建了一种在特定条件下环流无功对变感无功进行补偿的功率交互机制。推导了同相、反相和正交 3 种激励条件下,通过环流无功补偿能道无功的输入电压幅值表达式,并确定了以品质因数为运行模式的切换判据。最后,搭建了 1 kW 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能道间交互耦合作用的正确性和功率交互机制补偿的有效性,在正交激励条件下实现对能道的交互补偿,传能通道功率因数增加了 0.11,且系统效率提升至 93%。

关键词:感应电能传输;正交双能道;功率交互机制;环流无功

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

Interactive coupling and power interaction mechanism of dual-load IPT system with quadrature double channels

Xie Shiyun, Ma Guodong, Liu Ruijie, Li Hongyu, Chen Long
(Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: The dual-load inductive power transfer (IPT) system with quadrature double channels (QDC) enables wide-range and high degrees of freedom power delivery for electrical devices. The coupling mutual inductance within the QDC-IPT system can induce circulating currents, which interfere with its normal resonant operation state. For the dual-load QDC-IPT system, a system model considering the direct and cross coupling mutual inductances is established. The transmission path of the circulating current generated by the coupling mutual inductance is revealed, and the coupling circulating current between the channels and its formation mechanism are analyzed. The expressions of the power transfer component and the circulating current component are given, and the effect of the reactive component of the circulating current on the system is clarified. The reflected impedance of the circulating current and the receiving coil circuit at the transmitter coil are derived, revealing that the interactive coupling effect between two channels can be characterized as a series branch of resistance and capacitance. The power flow between the two channels, the system transmission power, and the efficiency are analyzed. The power ratio generated by the input voltage component and the circulating current component is derived, clarifying the roles of the reactive and active components of the circulating current component during the system operation. Furthermore a power interaction mechanism is constructed, in which the reactive power of the circulating current compensates for the reactive power caused by the variable inductance under specific conditions. The expressions of the input voltage amplitude for compensating the channel reactive power through the reactive power of the circulating current are derived at three excitation conditions. The switching criterion for the operation mode based on the quality factor is determined. Finally, a 1 kW system

收稿日期:2026-02-01 Received Date: 2026-02-01

* 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

model and a prototype are built. Simulation and experimental results validate the correctness of interaction coupling and power interaction mechanism compensation. At quadrature excitation, the compensation of energy channels is achieved. The power factor of the energy transfer channel increased by 0.11, and the system efficiency was improved to 93%.

Keywords: inductive power transfer; quadrature double channels; power interaction mechanism; reactive power of the circulating current

0 引言

感应电能传输(inductive power transfer, IPT)技术无需连接电缆,从根本上规避了接触火花及电线老化等安全隐患,具有供电灵活、适配性强等优势,可在各种极端环境下安全、高效地完成电能输送。在电动汽车、消费电子、低空飞行器及水下航行器等领域具有广阔应用前景^[1-6]。

相比于传统单能道IPT系统,正交双能道(quadrature double channels, QDC)IPT系统可对耦合磁场进行调控,显著提升传输性能,为宽空间、高自由度及多负载场景提供了更灵活、高效的无线电能传输方案。多负载IPT系统能显著降低系统的布线复杂度,提升供电灵活性并具备良好的可扩展性,在设备群的充电应用中展现出巨大潜力。然而,各线圈之间的复杂耦合关系(如耦合环流、互感串扰)成为制约其应用的关键^[7-9]。

现有研究围绕QDC磁耦合机构的耦合机理、谐振拓扑网络及系统传输特性优化开展了大量工作。在耦合机理方面,文献[10]提出了一种新的双D型(double D-shaped, DD)线圈结构,分析了其空间分布及主要参数对耦合系数的影响规律;文献[11]进一步分析了两个具有激励相位差的DD型线圈,揭示了关于磁场强耦合区域的调控机制。在谐振拓扑方面,文献[12-13]均使用正交双DD型线圈作为发射机构,分别采用螺旋型或者DD型线圈作为接收端,构建了适配两路正交能道的电感-电容-电容串联型(inductor-capacitor-capacitor-series compensation network, LCC-S)谐振拓扑网络,并提出了对应谐振参数的配置方法;文献[14]建立了同时考虑同侧与交叉耦合的多能道IPT系统输入阻抗解析模型,并给出双路负载功率均衡的优化目标。在系统传输特性方面,文献[15]探究了线圈间交叉互感对QDC机构的传输功率和效率的作用机理,提出了基于等效负载动态匹配的系统效率优化与跟踪控制方法。面向多负载独立供电的应用需求,文献[16]提出多电源多发射线圈拓扑电路,通过对不同发射源的独立调控生成差异化的磁场,有效提升了接收端负载的空间自由移动范围。

文献[10-15]针对QDC-IPT系统的研究,有效提高了系统抗偏移偏转能力和传输性能。然而,在实际应用中发收线圈偏移造成的系统失谐问题不可忽视。当耦合机构处于非对准工况下,其自感与正对和交叉互感均会

产生动态变化,两类互感在两组发收线圈间形成耦合环路电流,不仅干扰系统稳定输出,还会显著增大系统的无功容量,加剧额外损耗^[17-18]。因此,针对偏移工况的系统无功补偿研究具备明确的必要性。

围绕偏移工况下系统的无功补偿,现有研究通常采用可变电容和脉冲频率调制控制两种方法。对于可变电容方法,文献[19]提出了基于可控开关电容(switch-controlled capacitor, SCC)的互感辨识补偿IPT等效模型,通过相位控制来精确调整电容值,以确保系统在谐振状态下工作;文献[20]给出了两组接收线圈同侧互感与系统输出功率和零相角运行状态的关系,建立了包含接收同侧耦合的发射端映射容性阻抗,并提出了一种基于等效可变电容的无功环流消除方法;文献[21]面向具有多组接收线圈的IPT系统,给出了接收同侧互感被完全补偿的数学判据,并构建了基于可调电容的控制环路。对于脉冲频率调制(pulse frequency modulation, PFM)控制方法,文献[22]提出了一种基于PWM信号的在线识别IPT系统谐振频率的方法,通过控制逆变器工作在该频率,实现了系统运行效率的优化提升;文献[23]针对串联-串联(series-series, SS)拓扑结构的无线电能传输系统,建立了相角关系数学模型,提出了适用于磁耦合参数偏移条件下的在线零相角频率追踪控制方法。

此外,通过调节逆变器输出电压补偿系统感性无功的方法,在电力电子与电力系统领域已得到广泛的应用。在级联H桥多变换器串联系统中,文献[24]以H桥级联型静止同步补偿器为研究对象,提出了通过差异化调节各相H桥逆变器的输出电压矢量,主动抵消相间感性无功交互带来的功率失衡的协同抑制策略;在微电网多逆变器并联系统中,文献[25]针对多分布式并联系统因线路感性阻抗不匹配导致的无功分配失准等问题,提出了通过动态调节各并联逆变器的输出电压幅值与等效阻抗特性,主动补偿线路感性阻抗引起的无功压降差异的策略。

需要指出的是,级联H桥和多逆变器并联的结构,其系统内的感性无功均来源于固定的线路阻抗与滤波电感,无功交互发生在电气直接连接的变换器单元之间,控制目标聚焦于电网侧无功补偿、直流侧电压平衡或多分布式电源的功率均分。而面对双负载正交双能道IPT系统,其属于高频松耦合的无线电能传输系统,与电气硬连接的多变换器系统存在应用场景与特性差异:系统内两路正交能道之间的无功交互,并非来源于电气硬连接的

线路阻抗,而是来源于高频交变磁场下的交叉耦合互感,无功功率交互随负载工况、耦合机构偏移、谐振参数波动呈现强动态非线性特性;并且,系统的核心控制目标并非电网无功补偿或多电源功率均分,而是通过调节一路逆变器的输出电压,调控能道间环流无功分布,从而抵消因位置偏移产生的感性无功。

同时,现有研究尚未明确 QDC 耦合机构处于非对准状态时,系统能道间的交互耦合关系及输入阻抗特性。当考虑正对和交叉互感时,系统输入阻抗特性的改变受耦合互感所产生环路电流的影响。环路电流不仅会改变能道间的功率传输,还会导致系统处于失谐状态,造成系统性能恶化。因此,揭示偏移工况下耦合环流的形成机理及系统功率传输将有助于提升系统传输能效性,并为双负载 QDC-IPT 系统谐振运行提供分析基础。

针对双负载 QDC-IPT 系统中存在的耦合环流,该文揭示了考虑正对和交叉耦合互感时,QDC 机构接收端在偏移情况下的耦合环流路径及其形成机理,剖析了耦合环流的组成分量以及能道间的功率流向。基于能道间的交互耦合关系,构建了一种计及环流作用的功率交互机制(power interaction mechanism, PIM),可通过环流无功对能道无功功率进行补偿。最后通过仿真与实验验证了所分析的交互耦合关系及功率交互机制的正确性。

1 双负载 QDC-IPT 系统

图1为面向双负载的正交双能道 IPT 系统的电路拓扑,系统主要由直流电源、两路并联全桥逆变器、两组 LCC-S 谐振网络、QDC 磁耦合机构、两路整流滤波单元及双负载等效电阻构成。其中,上下对称的两路电能传输通道分别命名为一能道与二能道。通过调控驱动信号,生成两路幅值相等、相位差可调(同相、正交或反相)的高频交流电压,再经 LCC 谐振网络馈入发射线圈,接收线圈通过磁场耦合拾取电能后,分别经过对应整流滤波单元为双负载等效电阻供电。

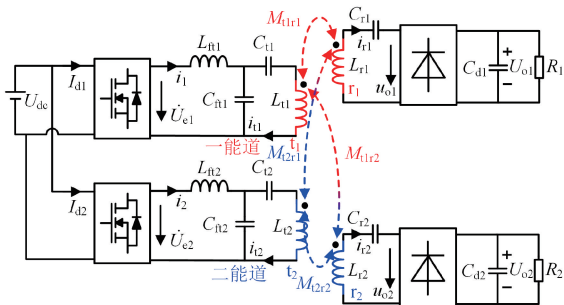


图1 双负载 QDC-IPT 系统

Fig. 1 Dual-load QDC-IPT system

图1中 $\dot{U}_{e1}$ 、 $\dot{U}_{e2}$ 为逆变器输出电压,两者的幅值相等且相位差为 α 。通过主动调控 QDC 机构发射端正交线圈的激励电流相位差,能够改变系统磁场空间分布特性,使磁场强耦合区域分布在双负载位置处。因此,双能道耦合机构的激发磁场所具有的同相、正交和反相3种分布状态,对应 α 为 0° 、 90° 和 180° ,即:

$$\begin{cases} \dot{U}_{e1} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 0^\circ = U_{e1} \angle 0^\circ \\ \dot{U}_{e2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle \alpha = U_{e2} \angle \alpha \end{cases} \quad (1)$$

图1中, i_{1i} 、 i_{2i} 分别为两路全桥逆变器的输出电流, i_{ti} 、 i_{ri} ($i=1,2$) 依次对应两路能道发射线圈与接收线圈的电流, L_{ti} 、 C_{ti} 、 C_{ri} 共同构成两路发射端的 LCC 型谐振补偿网络, C_{rj} ($j=1,2$) 为对应接收线圈的串联谐振补偿电容, L_{ti} 和 L_{rj} 分别为两路发射线圈与接收线圈的自感, M_{1r1} 、 M_{1r2} 为发射线圈与对应接收线圈之间的正对耦合互感, M_{1r2} 、 M_{2r1} 为发射线圈与另一接收线圈之间的交叉耦合互感, C_{di} 为两组整流电路的直流侧滤波电容, R_1 和 R_2 分别为两路能道的负载等效电阻。

2 双负载 QDC-IPT 系统的交互耦合

2.1 双负载 QDC-IPT 系统等效模型

图2为双负载 QDC-IPT 系统的基波等效电路图。图中 R_{eq1} 和 R_{eq2} 为接收线圈 r_1 和 r_2 所在回路对应连接的整流输入端的负载等效电阻。其表达式为:

$$\begin{cases} R_{eq1} = \frac{8}{\pi^2} R_1 \\ R_{eq2} = \frac{8}{\pi^2} R_2 \end{cases} \quad (2)$$

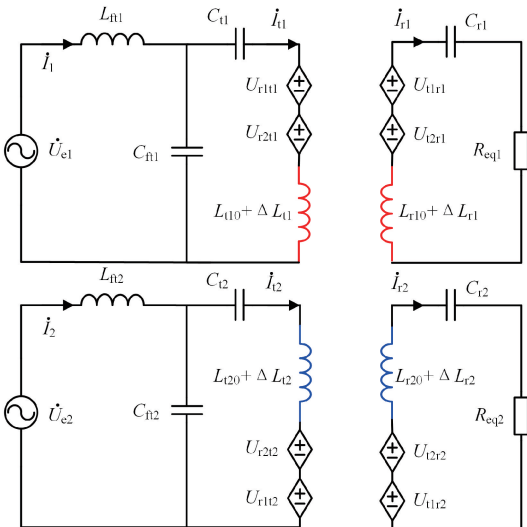


图2 基波等效电路

Fig. 2 System fundamental equivalent circuit

图 2 中, $\dot{U}_{e1}$ 、 $\dot{U}_{e2}$ 为两组逆变器的基波输出电压。 L_{t0} 为发射线圈处于基准位置的自感, ΔL_{ti} 为发射线圈相对基准位置的自感变化量, L_{r0} 与 ΔL_{ri} 分别对应基准位置接收线圈的自感及自感变化量。

根据图 2 列写系统处于基准位置的基尔霍夫电压定律方程 (Kirchhoff's voltage law, KVL):

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & -XC_{f11} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -XC_{f11} & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{44} & -XC_{f12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -XC_{f12} & Z_{55} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{66} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_{t1} \\ \dot{I}_{r1} \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_{t2} \\ \dot{I}_{r2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{U}_{e1} \\ -\dot{U}_{r1t1} - \dot{U}_{r2t1} \\ \dot{U}_{t1r1} + \dot{U}_{t2r1} \\ \dot{U}_{e2} \\ -\dot{U}_{r1t2} - \dot{U}_{r2t2} \\ \dot{U}_{t1r2} + \dot{U}_{t2r2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: Z_{ii} ($i=1,2,3,4,5,6$) 分别表示为:

$$\begin{cases} Z_{11} = XL_{f11} + XC_{f11} \\ Z_{22} = XL_{t1} + XC_{f11} + XC_{t1} \\ Z_{33} = XL_{r1} + XC_{r1} + R_{eq1} \\ Z_{44} = XL_{f12} + XC_{f12} \\ Z_{55} = XL_{t2} + XC_{f12} + XC_{t2} \\ Z_{66} = XL_{r2} + XC_{r2} + R_{eq2} \end{cases} \quad (4)$$

式中: XL 和 XC 表示谐振电感与电容的电抗, 如式 (5) 所示。

$$\begin{cases} XL_{fi} = j\omega L_{fi} \\ XC_{fii} = \frac{1}{j\omega C_{fii}} \\ XL_{ti} = j\omega L_{t0} \\ XC_{ti} = \frac{1}{j\omega C_{ti}} \\ XL_{ri} = j\omega L_{r0} \\ XC_{ri} = \frac{1}{j\omega C_{ri}} \end{cases} \quad (5)$$

LCC-S 拓扑中谐振电容的参数配置条件如式 (6) 所示。

$$\begin{cases} C_{f11} = \frac{1}{\omega^2 L_{f11}} \\ C_{t11} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t10} - L_{f11})} \\ C_{r11} = \frac{1}{\omega^2 L_{r10}} \\ C_{f12} = \frac{1}{\omega^2 L_{f12}} \\ C_{t12} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t20} - L_{f12})} \\ C_{r12} = \frac{1}{\omega^2 L_{r20}} \end{cases} \quad (6)$$

2.2 双能道的耦合环流

发射与接收端交叉耦合互感 M_{t1r2} 、 M_{t2r1} 在 U_{e1} 和 U_{e2} 两个电压源之间形成了两条感应耦合路径, 如图 3 中的路径①和②。两组激励电流 I_{t1} 和 I_{t2} 均经路径①和②在两组发射线圈上产生感应电压, 并在对应能道的 LCC 网络中形成耦合环流。

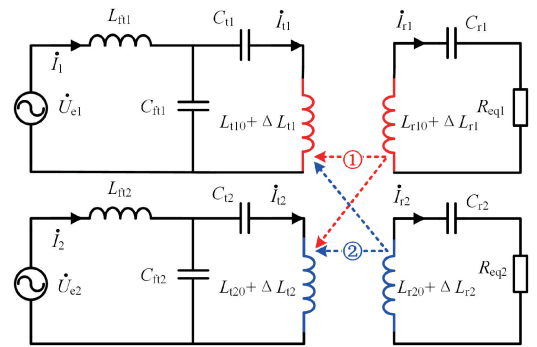


图 3 环流分量的传输路径

Fig. 3 Transmission path of circulating component

一能道发射线圈电流 i_{t1} 在发射线圈 t_2 上产生的感应电压可表示为 $U_{t1t2,i}$, 其中下标 i 代表耦合路径编号; 同理, i_{t2} 在一能道发射线圈处的感应电压表示为 $U_{t2t1,i}$ 。

$$\begin{cases}
i_1 = \left(\frac{M_{t1r1}^2 R_{eq1} U_{e1}}{L_{f1}^2 A_1} + \frac{M_{t1r2}^2 R_{eq2} U_{e1}}{L_{f1}^2 A_2} + \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} R_{eq1} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} A_1} + \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} R_{eq2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} A_2} \right) + \\
j \left(\frac{\Delta L_{t1} U_{e1}}{L_{f1}^2 \omega} - \frac{\omega M_{t1r1}^2 \Delta L_{r1} U_{e1}}{L_{f1}^2 A_1} - \frac{\omega M_{t1r2}^2 \Delta L_{r2} U_{e1}}{L_{f1}^2 A_2} - \frac{\omega M_{t1r1} M_{t2r1} \Delta L_{r1} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} A_1} - \right. \\
\left. \frac{\omega M_{t1r2} M_{t2r2} \Delta L_{r2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} A_2} \right) \\
i_{t1} = -j \frac{U_{e1}}{L_{f1} \omega} \\
i_{r1} = \frac{L_{f2} M_{t1r1} U_{e1} + L_{f1} M_{t2r1} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} R_{eq1} + j \omega L_{f1} L_{f2} \Delta L_{r1}} \\
i_2 = \left(\frac{M_{t2r1}^2 R_{eq1} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2}^2 A_1} + \frac{M_{t2r2}^2 R_{eq2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2}^2 A_2} + \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} R_{eq1} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} + \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} R_{eq2} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \right) + \\
j \left(\frac{\Delta L_{t2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2}^2 \omega} - \frac{\omega M_{t2r1}^2 \Delta L_{r1} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2}^2 A_1} - \frac{\omega M_{t2r2}^2 \Delta L_{r2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2}^2 A_2} - \right. \\
\left. \frac{\omega M_{t1r1} M_{t2r1} \Delta L_{r1} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} - \frac{\omega M_{t1r2} M_{t2r2} \Delta L_{r2} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \right) \\
i_{t2} = -j \frac{U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f2} \omega} \\
i_{r2} = \frac{L_{f2} M_{t1r2} U_{e1} + L_{f1} M_{t2r2} U_{e2} (\cos \alpha + j \sin \alpha)}{L_{f1} L_{f2} R_{eq2} + j \omega L_{f1} L_{f2} \Delta L_{r2}}
\end{cases} \quad (7)$$

式(7)中 A_1 和 A_2 如式(8)所示。

$$\begin{cases}
A_1 = R_{eq1}^2 + \omega^2 \Delta L_{r1}^2 \\
A_2 = R_{eq2}^2 + \omega^2 \Delta L_{r2}^2
\end{cases} \quad (8)$$

由式(4)~(6)可求得各回路电流如式(7)所示。

并由机构的对称性以及激励条件(1),可得到 U_{t12_i} 与 U_{t21_i} :

$$\begin{cases}
\dot{U}_{t12_1} = -\frac{\omega M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1}}{L_{f1} A_1} (\omega \Delta L_{r1} + j R_{eq1}) \\
\dot{U}_{t12_2} = -\frac{\omega M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1}}{L_{f1} A_2} (\omega \Delta L_{r2} + j R_{eq2}) \\
\dot{U}_{t12_1} = (\cos \alpha + j \sin \alpha) \dot{U}_{t21_1} \\
\dot{U}_{t12_2} = (\cos \alpha + j \sin \alpha) \dot{U}_{t21_2}
\end{cases} \quad (9)$$

通过 LCC 谐振电路, U_{t12_i} 在 U_{e2} 电压源所在支路产生电流 I_{t12_i} , 可推导其表达式为:

$$\begin{cases}
\dot{I}_{t12_1} = \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} (R_{eq1} - j \omega \Delta L_{r1}) \\
\dot{I}_{t12_2} = \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1}}{L_{f1} L_{f2} A_2} (R_{eq2} - j \omega \Delta L_{r2}) \\
\dot{I}_{t12_1} = (\cos \alpha + j \sin \alpha) \dot{I}_{t21_1} \\
\dot{I}_{t12_2} = (\cos \alpha + j \sin \alpha) \dot{I}_{t21_2}
\end{cases} \quad (10)$$

由式(10),可将式(7)的两路能道电流表示为:

$$\begin{cases}
\dot{I}_1 = (\dot{I}_{t1r1} + \dot{I}_{t1r2}) + \langle \dot{I}_{t21_1} + \dot{I}_{t21_2} \rangle + \dot{I}_{t1} \\
\dot{I}_{r1} = \dot{I}_{r1t1} + \dot{I}_{r1t2} \\
\dot{I}_2 = (\dot{I}_{t2r1} + \dot{I}_{t2r2}) + \langle \dot{I}_{t12_1} + \dot{I}_{t12_2} \rangle + \dot{I}_{t2} \\
\dot{I}_{r2} = \dot{I}_{r2t1} + \dot{I}_{r2t2}
\end{cases} \quad (11)$$

其中, I_{ti} 为 U_{ei} 电压源在发射线圈 t_i 所在支路产生的电流,其表达式为:

$$\begin{cases}
\dot{I}_{t1} = j \frac{U_{e1} \Delta L_{t1}}{L_{f1}^2 \omega} \\
\dot{I}_{t2} = j \frac{U_{e2} \Delta L_{t2}}{L_{f2}^2 \omega}
\end{cases} \quad (12)$$

式(11)中 I_{t1r1} 与 I_{t1r2} 分别为通过正对互感 M_{t1r1} 和交叉互感 M_{t1r2} 的传能电流分量; I_{t2r1} 与 I_{t2r2} 则为通过对应互感形成的传能电流分量。其表达式为:

$$\begin{cases}
\dot{I}_{t1r1} = \frac{M_{t1r1}^2}{L_{f1}^2 A_1} U_{e1} (R_{eq1} - j \omega \Delta L_{r1}) \\
\dot{I}_{t1r2} = \frac{M_{t1r2}^2}{L_{f1}^2 A_2} U_{e1} (R_{eq2} - j \omega \Delta L_{r2}) \\
\dot{I}_{t2r1} = \frac{M_{t2r1}^2}{L_{f2}^2 A_1} (\cos \alpha + j \sin \alpha) U_{e2} (R_{eq1} - j \omega \Delta L_{r1}) \\
\dot{I}_{t2r2} = \frac{M_{t2r2}^2}{L_{f2}^2 A_2} (\cos \alpha + j \sin \alpha) U_{e2} (R_{eq2} - j \omega \Delta L_{r2})
\end{cases} \quad (13)$$

由式(11)可见,接收线圈 r_1 感应电流由 I_{r11} 和 I_{r12} 两组感应分量构成;对应地,接收线圈 r_2 感应电流包含 I_{r21} 与 I_{r22} 两组感应分量。其表达式为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{r11} = \frac{M_{t1r1}}{L_{r1}A_1}U_{e1}(R_{eq1} - j\omega\Delta L_{r1}) \\ \dot{I}_{r12} = \frac{M_{t2r1}}{L_{r2}A_1}(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}(R_{eq1} - j\omega\Delta L_{r1}) \\ \dot{I}_{r21} = \frac{M_{t1r2}}{L_{r1}A_2}U_{e1}(R_{eq2} - j\omega\Delta L_{r2}) \\ \dot{I}_{r22} = \frac{M_{t2r2}}{L_{r2}A_2}(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}(R_{eq2} - j\omega\Delta L_{r2}) \end{cases} \quad (14)$$

式(11)~(14)体现了系统的输入与输出电流在形式上具有对称性,且相位差与逆变输入基波相位差 α 有关。以一能道为例,输入电流 I_1 由传能分量 I_{t1r1} 和 I_{t1r2} 以及路径①和②环流分量 $I_{2t1,1}$ 、 $I_{2t1,2}$ 构成。接收线圈 r_1 的输出电流 $\dot{I}_{r1}$ 由2部分组成,由发射线圈电流 I_{t1} 分别经正对互感和交叉互感产生的感应分量构成。

通过对比输入电流 I_1 和 I_2 的组成分量可见,路径①和②的环流分量对两路能道的传能分量所起作用会受两路逆变输入基波电压幅值影响。结合输入电流 I_1 和 I_2 的无功部分可见,路径①与②形成的耦合环流会在能道中产生无功功率。在系统输出功率固定的工况下,环流引入的无功分量不仅会显著增大双能道 IPT 系统的输入容量,还会造成系统传输效率的下降。

2.3 双能道交互耦合的等效映射阻抗

两路能道的交互耦合作用可表征为如图4所示的等效为阻容串联支路的发射线圈等效映射阻抗,即为:

$$\begin{cases} Z_{t1} = Z_{t1,1} + Z_{t1,2} + Z_{t1,r1} + Z_{t1,r2} \\ Z_{t2} = Z_{t2,1} + Z_{t2,2} + Z_{t2,r1} + Z_{t2,r2} \end{cases} \quad (15)$$

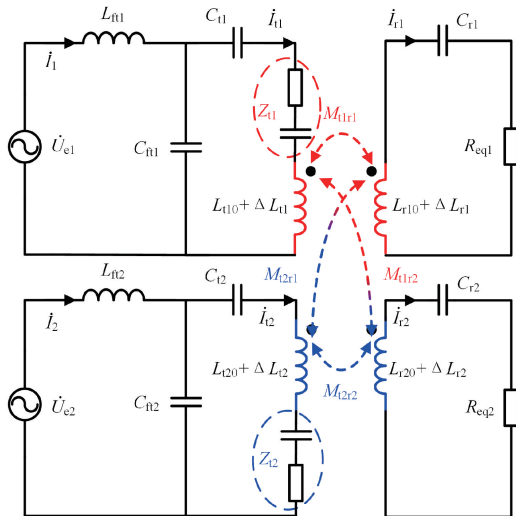


图4 带映射阻抗的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit with mapped impedance

式(15)中 $Z_{t1,1}$ 、 $Z_{t1,2}$ 、 $Z_{t2,1}$ 和 $Z_{t2,2}$ 分别为通过环流路径①与②在发射线圈处的映射阻抗。而式(15)中的 $Z_{t1,r1}$ 、 $Z_{t1,r2}$ 、 $Z_{t2,r1}$ 和 $Z_{t2,r2}$ 为两接收端回路的总阻抗经正对互感 M_{t1r1} 、 M_{t2r2} 和交叉互感 M_{t1r2} 、 M_{t2r1} 对发射线圈处的映射阻抗。

1) 环流的等效映射阻抗

环流路径①和②的功率可通过发射线圈支路的等效映射阻抗进行表征。基于此,分别推导出环流经过路径①和②在对应发射线圈上的映射阻抗,其表达式为:

$$\begin{cases} Z_{t1,1} = \frac{\dot{U}_{t21,1}}{\dot{I}_{t1}} \\ Z_{t2,1} = \frac{\dot{U}_{t12,1}}{\dot{I}_{t2}} \\ Z_{t1,2} = \frac{\dot{U}_{t21,2}}{\dot{I}_{t1}} \\ Z_{t2,2} = \frac{\dot{U}_{t12,2}}{\dot{I}_{t2}} \end{cases} \quad (16)$$

式中: $Z_{t1,1}$ 和 $Z_{t1,2}$ 分别为环流通过路径①和②路径在发射线圈 t_1 处产生的映射阻抗; $Z_{t2,1}$ 和 $Z_{t2,2}$ 则对应在发射线圈 t_2 形成的映射阻抗。

将式(9)和(11)所示的环流解析式代入式(16),可推导出各环流对应的映射阻抗具体为:

$$\begin{cases} Z_{t1,1} = \frac{(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}M_{t1r1}M_{t2r1}\omega^2}{U_{e1}A_1}(R_{eq1} - j\omega\Delta L_{r1}) \\ Z_{t1,2} = \frac{(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}M_{t1r2}M_{t2r2}\omega^2}{U_{e1}A_2}(R_{eq2} - j\omega\Delta L_{r2}) \\ Z_{t2,1} = \frac{U_{e1}M_{t1r1}M_{t2r1}\omega^2}{(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}A_1}(R_{eq1} - j\omega\Delta L_{r1}) \\ Z_{t2,2} = \frac{U_{e1}M_{t1r2}M_{t2r2}\omega^2}{(\cos\alpha + j\sin\alpha)U_{e2}A_2}(R_{eq2} - j\omega\Delta L_{r2}) \end{cases} \quad (17)$$

根据环流在路径①和②的叠加作用,两路环流在对应发射线圈上产生的映射总阻抗等于式(17)对应路径包含实部和虚部映射阻抗的总和。

2) 接收线圈的等效映射阻抗

除环流在发射线圈所产生的映射阻抗外,接收线圈所在回路的总阻抗通过正对和交叉互感亦会在发射线圈支路产生等效映射阻抗,其表达式为:

$$\begin{cases} Z_{t1,r1} = \frac{M_{t1r1}^2\omega^2}{Z_{r1}} \\ Z_{t1,r2} = \frac{M_{t1r2}^2\omega^2}{Z_{r2}} \\ Z_{t2,r1} = \frac{M_{t2r1}^2\omega^2}{Z_{r1}} \\ Z_{t2,r2} = \frac{M_{t2r2}^2\omega^2}{Z_{r2}} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $Z_{i_{ij}}$ 为接收线圈 r_j 所在回路的总阻抗通过 M_{iij} 在发射线圈 t_i 支路上产生的映射阻抗; Z_{r1} 和 Z_{r2} 分别为接收线圈 r_1 、 r_2 所在回路的总阻抗。

$$\begin{cases} Z_{r1} = j\omega L_{r1} - j\frac{1}{\omega C_{r1}} + R_{eq1} \\ Z_{r2} = j\omega L_{r2} - j\frac{1}{\omega C_{r2}} + R_{eq2} \end{cases} \quad (19)$$

将式(6)代入式(19),可得:

$$\begin{cases} Z_{r1} = R_{eq1} + j\omega\Delta L_{r1} \\ Z_{r2} = R_{eq2} + j\omega\Delta L_{r2} \end{cases} \quad (20)$$

将式(20)代入式(18),可推导出接收端回路总阻抗对发射端所在支路的映射阻抗为:

$$\begin{cases} Z_{t1_{r1}} = \frac{M_{t1r1}^2 \omega^2}{R_{eq1} + j\omega\Delta L_{r1}} \\ Z_{t1_{r2}} = \frac{M_{t1r2}^2 \omega^2}{R_{eq2} + j\omega\Delta L_{r2}} \\ Z_{t2_{r1}} = \frac{M_{t2r1}^2 \omega^2}{R_{eq1} + j\omega\Delta L_{r1}} \\ Z_{t2_{r2}} = \frac{M_{t2r2}^2 \omega^2}{R_{eq2} + j\omega\Delta L_{r2}} \end{cases} \quad (21)$$

3 双负载 QDC-IPT 系统的功率交互机制

3.1 功率流向分析

双负载 QDC-IPT 系统能道之间的功率流向不仅与发收线圈的互感有关,还取决于系统输入电压幅值。

由式(7)可知各回路电流,据此得到两能道的逆变等效电源注入的功率为:

$$\begin{cases} S_{in1} = P_{o1_{e1}} + P_{o2_{e1}} + k_1 P_{o1_{t1}} + k_1 P_{o2_{t1}} + \\ j(-Q_{\Delta L_{t1}} + Q_{\Delta L_{r1-e1}} + Q_{\Delta L_{r2-e1}} + \\ k_1 Q_{\Delta L_{r1-t2}} + k_1 Q_{\Delta L_{r2-t2}}) \\ S_{in2} = P_{o1_{e2}} + P_{o2_{e2}} + k_2 P_{o1_{t2}} + k_2 P_{o2_{t2}} + \\ j(-Q_{\Delta L_{t2}} + Q_{\Delta L_{r1-e2}} + Q_{\Delta L_{r2-e2}} + \\ k_2 Q_{\Delta L_{r1-t1}} + k_2 Q_{\Delta L_{r2-t1}}) \end{cases} \quad (22)$$

式中: k_1 和 k_2 的值取决于相位差 α 。当 $\alpha=0^\circ$ 时, $k_1=k_2=1$; 当 $\alpha=90^\circ$ 时, $k_1=-j, k_2=j$; 当 $\alpha=180^\circ$ 时, $k_1=k_2=-1$ 。

结合式(7)中第3和第6式可推得拾取功率为:

$$\begin{cases} P_{o1} = P_{o1_{e1}} + P_{o1_{e2}} + k_1 P_{o1_{t1}} + k_2 P_{o1_{t2}} \\ P_{o2} = P_{o2_{e1}} + P_{o2_{e2}} + k_1 P_{o2_{t1}} + k_2 P_{o2_{t2}} \end{cases} \quad (23)$$

式中: $P_{oi_{ej}}$ ($i=1,2; j=1,2$) 为输入电压分量传输的有功功率; $P_{oi_{lj}}$ ($i=1,2; j=1,2$) 为环流分量传输的功率,表达式为:

$$\begin{cases} P_{o1_{e1}} = \frac{M_{t1r1}^2 U_{e1}^2 R_{eq1}}{L_{f1}^2 A_1} \\ P_{o1_{t1}} = \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1} U_{e2} R_{eq1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} \\ P_{o1_{e2}} = \frac{M_{t2r1}^2 U_{e2}^2 R_{eq1}}{L_{f2}^2 A_1} \\ P_{o1_{t2}} = \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1} U_{e2} R_{eq1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} \\ P_{o2_{e1}} = \frac{M_{t1r2}^2 U_{e1}^2 R_{eq2}}{L_{f1}^2 A_2} \\ P_{o2_{t1}} = \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1} U_{e2} R_{eq2}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \\ P_{o2_{e2}} = \frac{M_{t2r2}^2 U_{e2}^2 R_{eq2}}{L_{f2}^2 A_2} \\ P_{o2_{t2}} = \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1} U_{e2} R_{eq2}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \end{cases} \quad (24)$$

相比于正对准位置,处于偏移位置的接收线圈使得发收线圈的自互感发生变化,导致在系统中产生无功。式(7)中第2、3、5和6式,在两路能道发收线圈处产生的无功功率为:

$$\begin{cases} Q_{\Delta L_{t1}} = \frac{U_{e1}^2 \Delta L_{t1}}{L_{f1}^2 \omega} \\ Q_{\Delta L_{t2}} = \frac{U_{e2}^2 \Delta L_{t2}}{L_{f2}^2 \omega} \end{cases} \quad (25)$$

$$Q_{\Delta L_{r1}} = Q_{\Delta L_{r1-e1}} + Q_{\Delta L_{r1-e2}} + k_2 Q_{\Delta L_{r1-t1}} + k_1 Q_{\Delta L_{r1-t2}}$$

$$Q_{\Delta L_{r2}} = Q_{\Delta L_{r2-e1}} + Q_{\Delta L_{r2-e2}} + k_2 Q_{\Delta L_{r2-t1}} + k_1 Q_{\Delta L_{r2-t2}}$$

其中, $Q_{\Delta L_{ri_{ej}}}$ 为输入电压分量引起的变感无功; $Q_{\Delta L_{ri_{lj}}}$ 为环流分量引起的功率,表示为:

$$\begin{cases} Q_{\Delta L_{r1-e1}} = \frac{M_{t1r1}^2 U_{e1}^2 \omega \Delta L_{r1}}{L_{f1}^2 A_1} \\ Q_{\Delta L_{r1-e2}} = \frac{M_{t2r1}^2 U_{e2}^2 \omega \Delta L_{r1}}{L_{f2}^2 A_1} \\ Q_{\Delta L_{r1-t1}} = \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1} U_{e2} \omega \Delta L_{r1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} \\ Q_{\Delta L_{r1-t2}} = \frac{M_{t1r1} M_{t2r1} U_{e1} U_{e2} \omega \Delta L_{r1}}{L_{f1} L_{f2} A_1} \\ Q_{\Delta L_{r2-e1}} = \frac{M_{t1r2}^2 U_{e1}^2 \omega \Delta L_{r2}}{L_{f1}^2 A_2} \\ Q_{\Delta L_{r2-e2}} = \frac{M_{t2r2}^2 U_{e2}^2 \omega \Delta L_{r2}}{L_{f2}^2 A_2} \\ Q_{\Delta L_{r2-t1}} = \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1} U_{e2} \omega \Delta L_{r2}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \\ Q_{\Delta L_{r2-t2}} = \frac{M_{t1r2} M_{t2r2} U_{e1} U_{e2} \omega \Delta L_{r2}}{L_{f1} L_{f2} A_2} \end{cases} \quad (26)$$

结合式 (17)、(7) 中第 2 和第 5 式, 可推导得环流功率:

$$\begin{cases} S_{11} = k_1 P_{o1,11} + k_1 P_{o2,11} + j(k_2 Q_{\Delta L_{r1,11}} + k_2 Q_{\Delta L_{r2,11}}) \\ S_{12} = k_2 P_{o1,12} + k_2 P_{o2,12} + j(k_1 Q_{\Delta L_{r1,12}} + k_1 Q_{\Delta L_{r2,12}}) \end{cases} \quad (27)$$

综上分析, 可以得出系统功率流向如图 5, 由传能通道一的逆变等效电源注入的功率, 有功分量分别被双负载拾取(线路①和②), 无功分量中的一部分被变感无功消耗(线路⑤、⑥和⑦), 一部分被环流无功消耗(线路⑪和⑫); 由传能通道二的逆变等效电源注入的功率, 有功分量部分被双负载拾取(线路③和④), 无功分量中的一部分被变感无功(线路⑧、⑨和⑩), 一部分被环流无功消耗(线路⑪和⑫)。

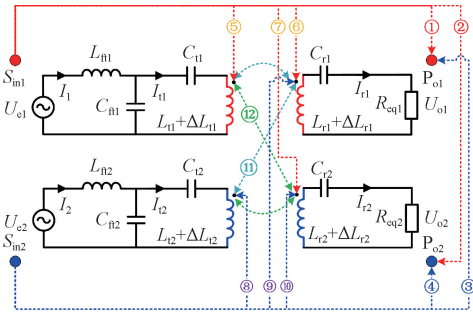


图 5 功率流向

Fig. 5 Diagram of power flow

3.2 系统传输功率与效率分析

综合式 (25) 和 (26) 可推得输入电压分量引起的变感无功与 0° 和 180° 激励下环流分量引起的环流无功的比值 λ_j 为:

$$\lambda_j = \begin{cases} \frac{Q_{\Delta L_{r1,e1}}}{Q_{\Delta L_{r1,u1}}} = \frac{(A_2 M_{11r1}^2 \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2}^2 \Delta L_{r2}) U_{e1}}{k_1 (A_2 M_{11r1} M_{12r1} \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} \Delta L_{r2}) U_{e2}} \\ \frac{Q_{\Delta L_{r1,e2}}}{Q_{\Delta L_{r1,u2}}} = \frac{(A_2 M_{12r1}^2 \Delta L_{r1} + A_1 M_{12r2}^2 \Delta L_{r2}) U_{e2}}{k_2 (A_2 M_{11r1} M_{12r1} \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} \Delta L_{r2}) U_{e1}} \end{cases} \quad (28)$$

式中: j 取 1 或 2, 分别对应一能道与二能道。

由式 (24) ~ (26) 可求得 90° 激励下的 λ_j 为:

$$\lambda_j = \begin{cases} \frac{Q_{\Delta L_{r1,e1}}}{P_{oi,11}} = \frac{-\omega (A_2 M_{11r1}^2 \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2}^2 \Delta L_{r2}) U_{e1}}{(A_2 M_{11r1} M_{12r1} R_{eq1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} R_{eq2}) U_{e2}} \\ \frac{Q_{\Delta L_{r1,e2}}}{P_{oi,12}} = \frac{\omega (A_2 M_{12r1}^2 \Delta L_{r1} + A_1 M_{12r2}^2 \Delta L_{r2}) U_{e2}}{(A_2 M_{11r1} M_{12r1} R_{eq1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} R_{eq2}) U_{e1}} \end{cases} \quad (29)$$

若 $|\lambda_j| < 0.1$, 说明输入电压分量引起的变感无功比环流分量引起的环流无功低一个数量级, 环流分量在能道无功功率产生中起主导作用; 若 $0.1 < |\lambda_j| < 10$, 则需要同时考虑输入电压分量和环流分量在产生无功时的情况; 若 $|\lambda_j| > 10$, 则表明输入电压分量在能道无功产生占

据主导地位。

由式 (28) 和 (29) 可见, 在 QDC 机构偏移时, λ_j 的取值不仅与正对和交叉互感有关, 也受 k_1 和 k_2 的值作用, 即取决于两路能道输入电压相位差 α 。根据 QDC 机构的磁场分布特性可知, λ_j 的取值在两个区间内发生变化。当接收机构处于 QDC 发射机构的 X 或 Y 轴附近位置时 $|\lambda_j| \geq 10$, 即在此位置输入电压分量主导能道无功产生, 系统无功功率中主要包含变感无功, 而环流分量引起的环流无功可忽略; 当接收机构偏离轴线位置时, $0.1 \leq |\lambda_j| \leq 10$, 此时由输入电压分量和环流分量共同引起系统无功功率。并且, 当 λ_j 为负值时, 两类分量产生的无功功率可进行抵消, 实现无功交互补偿。

同理, 结合式 (23)、(24) 和 (26) 可推得 0° 和 180° 激励下输入电压分量与环流分量传输的有功功率的比值 μ_j 如式 (30) 所示, 90° 激励下的 μ_j 则如式 (31) 所示。

$$\mu_j = \begin{cases} \frac{P_{oi,e1}}{P_{oi,11}} = \frac{(A_2 M_{11r1}^2 R_{eq1} + A_1 M_{11r2}^2 R_{eq2}) U_{e1}}{k_1 (A_2 M_{11r1} M_{12r1} R_{eq1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} R_{eq2}) U_{e2}} \\ \frac{P_{oi,e2}}{P_{oi,12}} = \frac{(A_2 M_{12r1}^2 R_{eq1} + A_1 M_{12r2}^2 R_{eq2}) U_{e2}}{k_2 (A_2 M_{11r1} M_{12r1} R_{eq1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} R_{eq2}) U_{e1}} \end{cases} \quad (30)$$

$$\mu_j = \begin{cases} \frac{P_{oi,e1}}{Q_{\Delta L_{r1,u1}}} = \frac{-(A_2 M_{11r1}^2 R_{eq1} + A_1 M_{11r2}^2 R_{eq2}) U_{e1}}{\omega (A_2 M_{11r1} M_{12r1} \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} \Delta L_{r2}) U_{e2}} \\ \frac{P_{oi,e2}}{Q_{\Delta L_{r1,u2}}} = \frac{(A_2 M_{12r1}^2 R_{eq1} + A_1 M_{12r2}^2 R_{eq2}) U_{e2}}{\omega (A_2 M_{11r1} M_{12r1} \Delta L_{r1} + A_1 M_{11r2} M_{12r2} \Delta L_{r2}) U_{e1}} \end{cases} \quad (31)$$

同无功功率分析, 系统由两类分量传输的有功功率亦受 μ_j 取值的影响。在接收机构处于 X 或 Y 轴附近时 $|\mu_j| \geq 10$, 此时输入电压分量主要传输系统有功功率, 环流分量的对系统有功功率的干扰可忽略不计; 当接收机构偏离轴线位置时, $0.1 \leq |\mu_j| \leq 10$, 此时由这两类分量共同传输有功功率。并且, 当 μ_j 为正值时, 环流分量传输正向有功, 实现系统传输功率的叠加作用。

当考虑线圈内阻时, 其中发射线圈和接收线圈内阻分别为 R_{i1} 、 R_{i2} , 可推出双负载的拾取功率分别为:

$$\begin{cases} P'_{o1} = \frac{R_{eq1}}{B_1} \left(\frac{M_{11r1}^2 U_{e1}^2}{L_{f1}^2} + \frac{2 \cos \alpha M_{11r1} M_{12r1} U_{e1} U_{e2}}{L_{f1} L_{f2}} + \frac{M_{12r1}^2 U_{e2}^2}{L_{f2}^2} \right) \\ P'_{o2} = \frac{R_{eq2}}{B_2} \left(\frac{M_{11r2}^2 U_{e1}^2}{L_{f1}^2} + \frac{2 \cos \alpha M_{11r2} M_{12r2} U_{e1} U_{e2}}{L_{f1} L_{f2}} + \frac{M_{12r2}^2 U_{e2}^2}{L_{f2}^2} \right) \end{cases} \quad (32)$$

式中: B_1 和 B_2 如式 (33) 所示。

$$\begin{cases} B_1 = (R_{eq1} + R_{i1})^2 + \omega^2 \Delta L_{r1}^2 \\ B_2 = (R_{eq2} + R_{i2})^2 + \omega^2 \Delta L_{r2}^2 \end{cases} \quad (33)$$

在不计功率器件损耗的情况下, 系统功率损耗为:

$$P_{loss} = I_{i1}^2 R_{i1} + I_{i2}^2 R_{i2} + I_{r1}^2 R_{r1} + I_{r2}^2 R_{r2} \quad (34)$$

系统效率为:

$$\eta = \frac{P'_{o1} + P'_{o2}}{P'_{o1} + P'_{o2} + P_{\text{loss}}} \quad (35)$$

将式(32)和(34)代入式(35),推出系统传输效率表达式为:

$$\eta = \frac{\omega^2(\delta B_2 R_{eq1} + \xi B_1 R_{eq2})}{\omega^2(\delta B_2(R_{eq1} + R_{r1}) + \xi B_1(R_{eq2} + R_{r2})) + \beta} \quad (36)$$

其中, δ, ξ, β 分别表示为:

$$\begin{cases} \delta = M_{1r1}^2 U_{e1}^2 + 2\cos\alpha M_{1r1} M_{1r2} U_{e1} U_{e2} + M_{1r2}^2 U_{e2}^2 \\ \xi = M_{1r2}^2 U_{e1}^2 + 2\cos\alpha M_{1r1} M_{1r2} U_{e1} U_{e2} + M_{1r1}^2 U_{e2}^2 \\ \beta = B_1 B_2 (R_{r1} U_{e1}^2 + R_{r2} U_{e2}^2) \end{cases} \quad (37)$$

根据式(36)可知,在QDC-IPT系统各参数确定的情况下,系统传输效率仅受线圈间互感影响。表明了能道间环流功率在系统功率交互传输中有重要作用,且环流无功在特定条件下可对变感无功进行补偿。

3.3 能道间的交互补偿作用

在仅考虑接收机构的移动情况下, R_{eq1} 和 R_{eq2} 通常满足式(38),即 $A_1 \approx R_{eq1}^2, A_2 \approx R_{eq2}^2$ 。

$$\begin{cases} R_{eq1}^2 \gg \omega^2 \Delta L_{r1}^2 \\ R_{eq2}^2 \gg \omega^2 \Delta L_{r2}^2 \end{cases} \quad (38)$$

一能道各支路的回路电流表达式,分别如式(7)中第1、2和3式。对式(7)中第3式进行分析可知,接收线圈电流 I_{r1} 同时包括实部与虚部,其虚部分量不仅取决于 ΔL_{r1} ,同时也受输入电压幅值的调控;一能道输入电流 I_1 的虚部分量,同时与发射线圈自感变化量 ΔL_{11} 和接收线圈自感变化量 $\Delta L_{r1}, \Delta L_{r2}$ 存在关联;而发射线圈电流 I_{11} 的幅值仅由一能道逆变输出电压 U_{e1} 、发射端谐振电感 L_{11} 及系统工作角频率 ω 共同决定,不受发射线圈自感变化的影响。对应地,由二能道各支路的回路电流表达式,可获得对称性作用规律。

当设定一能道为传能通道,二能道为补偿通道时。两路能道输入功率的无功分量为:

$$\begin{cases} Q_{in1} = -Q_{\Delta L_{11}} + Q_{\Delta L_{r1-e1}} + Q_{\Delta L_{r2-e1}} \pm Q_{\Delta L_{r1-11}} \pm Q_{\Delta L_{r2-11}} \\ Q_{in2} = -Q_{\Delta L_{12}} + Q_{\Delta L_{r1-e2}} + Q_{\Delta L_{r2-e2}} \pm Q_{\Delta L_{r1-12}} \pm Q_{\Delta L_{r2-12}} \end{cases} \quad (39)$$

式(39)给出的两路能道无功分量包含了变感无功和环流无功,且环流无功可表示为:

$$\begin{cases} Q_{11} = \pm(Q_{\Delta L_{r1-11}} + Q_{\Delta L_{r2-11}}) \\ Q_{12} = \pm(Q_{\Delta L_{r1-12}} + Q_{\Delta L_{r2-12}}) \end{cases} \quad (40)$$

式(39)和(40)的 $\pm$ 符号在 0° 激励时取正号,在 180° 激励时则取负号。 Q_{11} 分量用以抵消传能通道内部

的变感引起的无功功率。令 $Q_{11} = Q_{\Delta L}$,即传能通道输入的总无功功率 Q_{in1} 为0,可推导所对应的 U_{e2} 为:

$$U_{e2} = \pm \frac{U_{e1}(\omega^2(M_{1r1}^2 A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2}^2 A_1 \Delta L_{r2}) - A_1 A_2 \Delta L_{11})}{\omega^2(M_{1r1} M_{1r2} A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2} M_{1r2} A_1 \Delta L_{r2})} \quad (41)$$

式中: $\pm$ 符号在 0° 激励时取负号,在 180° 激励时则取正号。

当接收端偏移引起自感互感发生改变时,相应调整 U_{e2} 使其满足式(41),可确保传能通道处于谐振状态。

若设定一能道为补偿通道,二能道为传能通道。同理可得对应的 U_{e1} 为:

$$U_{e1} = \pm \frac{U_{e2}(\omega^2(M_{1r1}^2 A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2}^2 A_1 \Delta L_{r2}) - A_1 A_2 \Delta L_{12})}{\omega^2(M_{1r1} M_{1r2} A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2} M_{1r2} A_1 \Delta L_{r2})} \quad (42)$$

式中: $\pm$ 符号取值条件与式(41)相同。

当发射线圈采用 90° 激励时,两路能道输入的总无功为:

$$\begin{cases} Q_{in1} = -Q_{\Delta L_{11}} + Q_{\Delta L_{r1-e1}} + Q_{\Delta L_{r2-e1}} - P_{o1-11} - P_{o2-11} \\ Q_{in2} = -Q_{\Delta L_{12}} + Q_{\Delta L_{r1-e2}} + Q_{\Delta L_{r2-e2}} + P_{o1-12} + P_{o2-12} \end{cases} \quad (43)$$

其中环流无功为:

$$\begin{cases} Q_{11} = -P_{o1-11} - P_{o2-11} \\ Q_{12} = P_{o1-12} + P_{o2-12} \end{cases} \quad (44)$$

同理,可推导对应补偿通道电压为:

$$\begin{cases} U_{e1} = \frac{U_{e2}(A_1 A_2 \Delta L_{12} - \omega^2(M_{1r1}^2 A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2}^2 A_1 \Delta L_{r2}))}{\omega(M_{1r1} M_{1r2} A_2 R_{eq1} + M_{1r2} M_{1r2} A_1 R_{eq2})} \\ U_{e2} = \frac{U_{e1}(\omega^2(M_{1r1}^2 A_2 \Delta L_{r1} + M_{1r2}^2 A_1 \Delta L_{r2}) - A_1 A_2 \Delta L_{11})}{\omega(M_{1r1} M_{1r2} A_2 R_{eq1} + M_{1r2} M_{1r2} A_1 R_{eq2})} \end{cases} \quad (45)$$

综合分析,在QDC机构接收端偏移时,通过调控补偿通道输入电压幅值,可实现对传能通道的无功补偿,从而揭示了QDC-IPT系统的交互补偿机制。

3.4 双能道运行模式的切换判据

两能道之间可以进行交互补偿作用,但能道做传能通道还是补偿通道,则需进行判定。采用品质因数 q 作为双能道运行模式的切换判据。

由式(46)可见,两能道的品质因数与自感互感的变化有关,也即根据偏移位置判定品质因数的大小,当 $q_1 \leq q_2$ 时,说明一能道的品质因数小,也即一能道输入的有功分量占比较高,无功分量占比较低,则一能道做传能通道,二能道做补偿通道;反之,若 $q_1 > q_2$ 时,说明一能道的品质因数大,也即一能道输入的有功分量占比较低,无功分量占比较高,则一能道做补偿通道,二能道做传能通道。

$$\begin{cases} q_1 = \frac{Q_{in1}}{P_{in1}} = \frac{\left(M_{t1r2}M_{i2r2}R_{eq1} + M_{t1r1}M_{i2r1}R_{eq2} - \frac{\omega M_{t1r1}^2 R_{eq2}}{R_{eq1}}\Delta L_{r1} - \frac{\omega M_{t1r2}^2 R_{eq1}}{R_{eq2}}\Delta L_{r2} + \frac{R_{eq1}R_{eq2}}{\omega}\Delta L_{t1} \right)}{M_{t1r2}^2 R_{eq1} + M_{t1r1}^2 R_{eq2}} \\ q_2 = \frac{Q_{in2}}{P_{in2}} = \frac{\left(M_{t1r2}M_{i2r2}R_{eq1} + M_{t1r1}M_{i2r1}R_{eq2} + \frac{\omega M_{i2r1}^2 R_{eq2}}{R_{eq1}}\Delta L_{r1} + \frac{\omega M_{i2r2}^2 R_{eq1}}{R_{eq2}}\Delta L_{r2} - \frac{R_{eq1}R_{eq2}}{\omega}\Delta L_{t2} \right)}{M_{i2r2}^2 R_{eq1} + M_{i2r1}^2 R_{eq2}} \end{cases} \quad (46)$$

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

为验证 QDC-IPT 系统功率流向及交互机制作用的正确性,基于 Matlab/Simulink 仿真软件搭建了系统仿真电路,其关键参数配置如表 1 所示。

通过表 2 所给 7 组位置下系统的自感和互感值,首先,检测两路能道的输入功率 S_{in1} 和 S_{in2} ;然后将二能道输入电压置 0 来获得一能道输入的传能功率 S_{e1} ,其中无功部分为变感无功,通过将两者作差值运算,可得到一能道输入功率中所包含的环流功率 S_{i1} ;同理可得到二能道的环流功率 S_{i2} 。

表 1 仿真电路主要参数值

Table 1 Main parameter values of the simulation circuit

参数	取值	参数	取值
$L_{t10}/\mu\text{H}$	329.72	C_{t1}/nF	12.12
$L_{i20}/\mu\text{H}$	308.05	C_{i2}/nF	13.10
$L_{r10}/\mu\text{H}$	168.08	C_{r1}/nF	20.86
$L_{r20}/\mu\text{H}$	168.12	C_{r2}/nF	20.85
$L_{t11}/\mu\text{H}$	40.40	R_{eq1}/Ω	10.00
$L_{t12}/\mu\text{H}$	40.40	R_{eq2}/Ω	10.00
C_{t11}/nF	86.78	f/kHz	85.00
C_{t12}/nF	86.78	U_{dc}/V	100.00

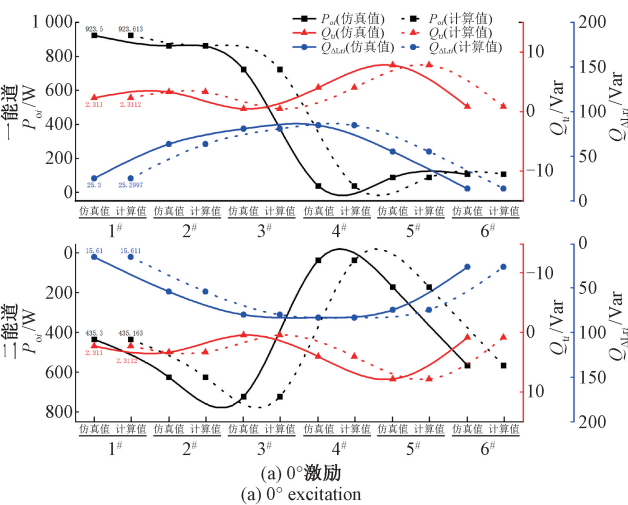
表 2 7 组位置下耦合机构的自感值和互感值

Table 2 Self-inductance and mutual inductance values of decoupling mechanisms at seven positions

编号	位置/mm		$L_{t1}/\mu\text{H}$	$L_{i2}/\mu\text{H}$	$L_{r1}/\mu\text{H}$	$L_{r2}/\mu\text{H}$	$M_{t1r1}/\mu\text{H}$	$M_{i2r2}/\mu\text{H}$	$M_{t1i2}/\mu\text{H}$	$M_{i2r1}/\mu\text{H}$
	接收线圈 1	接收线圈 2								
0 [#]	(-100,0)	(100,0)	329.72	308.05	168.08	168.12	29.09	28.75	0.03	0.03
1 [#]	(50,50)	(-100,-150)	328.55	306.42	168.33	168.27	34.55	6.79	19.87	4.29
2 [#]	(75,75)	(-100,-125)	323.62	302.38	168.27	168.23	25.55	10.04	21.93	11.98
3 [#]	(100,100)	(-100,-100)	321.12	299.42	168.06	168.18	13.23	13.38	21.00	21.16
4 [#]	(-100,100)	(100,-100)	321.08	299.55	168.26	168.30	13.21	13.27	-21.02	-21.15
5 [#]	(-125,100)	(75,-75)	324.12	302.05	167.84	168.84	9.94	28.69	-11.96	-22.04
6 [#]	(-150,100)	(50,-50)	328.21	306.95	167.73	168.58	6.70	34.67	-4.25	-19.99

图 6 为 3 种激励下两能道各部分功率电路仿真值与计算值的对比图。可见,由仿真测量所得的各部分功率与计算值相吻合,且有功功率和无功功率在系统中均守恒,验证了式 (23)~(27) 的准确性。其中,在偏移范围内,图 6 (a) 和 (c) 表示环流无功占比小,对系统的无功分量影响较弱。且由图 6 (b) 可见,随着接收线圈位置发生对称变化,拾取有功、环流无功及变感无功也呈对称分布;同时发现,在偏移范围内,环流无功占比大,对系统的无功分量有强作用。

由上述分析可知,环流无功在 90°激励下,比在 0°和 180°激励下对系统的无功分量有更强的作用,更易直观表征功率交互补偿机制,因此后续验证基于 90°激励。



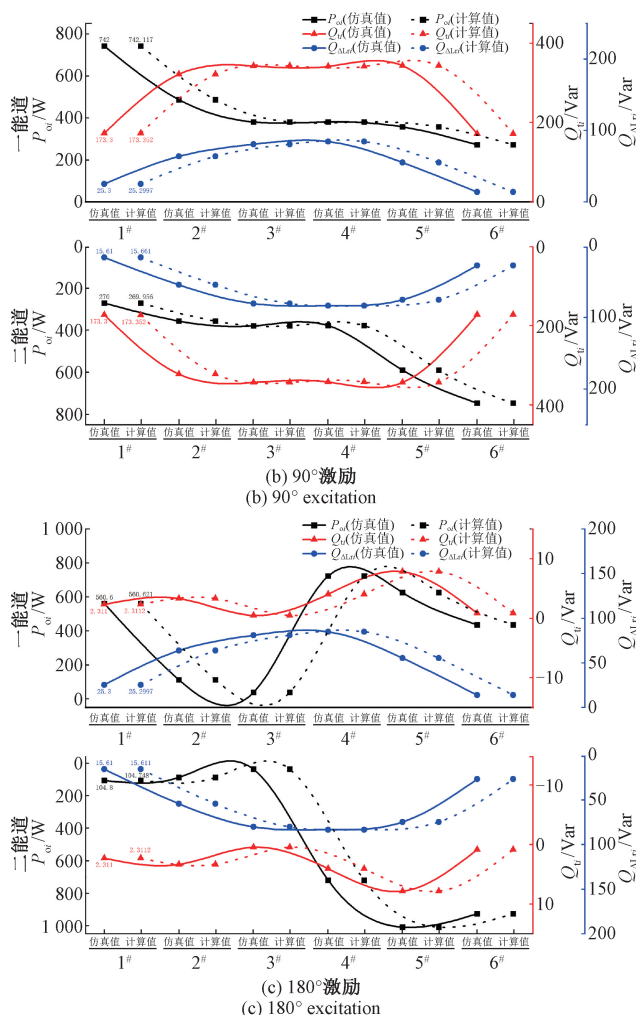


图6 3种激励下两能道各部分功率仿真值与计算值对比
Fig. 6 Comparison of power simulation and calculated values of each part of two channels at three excitation conditions

在偏移过程中,由于两部分接收机构自身尺寸的限制,仿真模型选取了6处位置分别放置接收线圈1和接收线圈2,每个位置对应的自感互感值如表2所示。

图7为6组偏移位置下的两路能道的品质因数和变感无功与环流无功的比值 λ_1 、 λ_2 。其中,6处位置的 $|\lambda_j|$ 均在(0.1, 10)范围内,说明在偏移工况下,环流无功与变感无功在系统中同时存在。

在位置1[#]、2[#]、3[#]处,由图7中 λ_1 曲线可见, λ_1 值为负,表明变感无功与环流无功可进行抵消,实现无功补偿,且此时一能道的品质因数 q_1 小于二能道的品质因数 q_2 ,根据运行模式判据,可确定此时一能道为传能通道,二能道为补偿通道;同理,在位置4[#]、5[#]、6[#]处, λ_2 值为负,结合判据可以确定二能道为传能通道,一能道为补偿通道。

图8为在位置3[#]处的传能通道的相位差包络图及补偿通道的输入电压包络图。图8(a)为传能通道逆变输

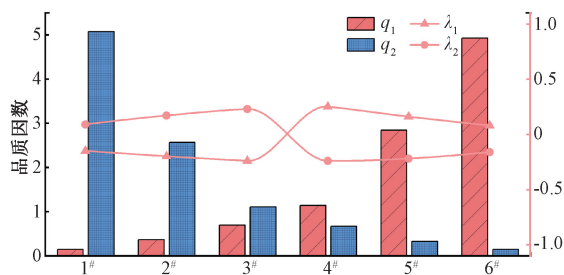


图7 两路能道品质因数及无功比值 λ

Fig. 7 Quality factors and reactive power ratio λ of the two channels

入电压电流相位差 θ_1 变化包络图,图8(b)为补偿通道电压 U_{e2} 的变化包络图。图8中, T_1 时刻对应接收端从基准位置0[#]向位置3[#]进行偏移, T_2 时刻为调节补偿电压的时刻。

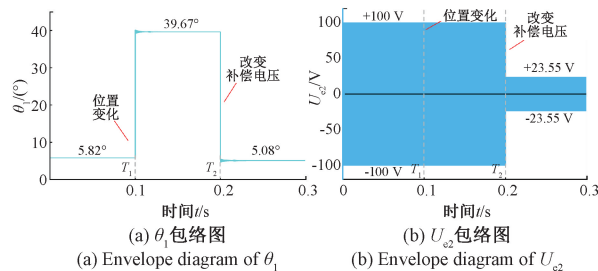


图8 二能道补偿中IPT系统参数包络图

Fig. 8 Envelope plots of IPT system parameters via channel 2 compensation

在0~ T_1 时段,由图8(a)的角度包络图可知,此时传能通道在位置0[#]工作在谐振状态。当 $t=T_1$ 时,接收端从位置0[#]偏移到位置3[#]。由图8(a)可见, θ_1 增加至39.67°,此时传能通道处于失谐状态。当 $t=T_2$ 时,开始调节补偿通道输入电压 U_{e2} 幅值,由图8(b)可见,补偿通道 U_{e2} 由100 V降至23.55 V。由图8(a)可见,相位差 θ_1 则由39.67°降低到5.08°,此时传能通道处于谐振状态。

图9(a)、(b)与(c)、(d)分别为 T_1 、 T_2 时刻前后,两路能道逆变输出端和整流输入端的电压电流波形细节图,可直观反映出线圈偏移与补偿后对系统谐振状态的影响情况。

由图9(a)可知, T_1 时刻之前,一能道逆变输出电压 U_{e1} 与逆变侧输入电流 I_1 的波形保持同相位,表明此时传能通道在位置0[#]处于谐振状态; T_1 时刻后, T_2 时刻前,接收端偏移到位置3[#], U_{e1} 、 I_1 波形出现明显的相位差。传能通道处于失谐状态; T_2 时刻后,调节补偿通道输入电压 U_{e2} 幅值,通过功率交互机制,利用环流无功抵消变感无功,使得传能通道的无功功率被抵消,电压 U_{e1} 和电流 I_1 相位差减小至5°左右,此时传能通道再次运行在谐振状态。

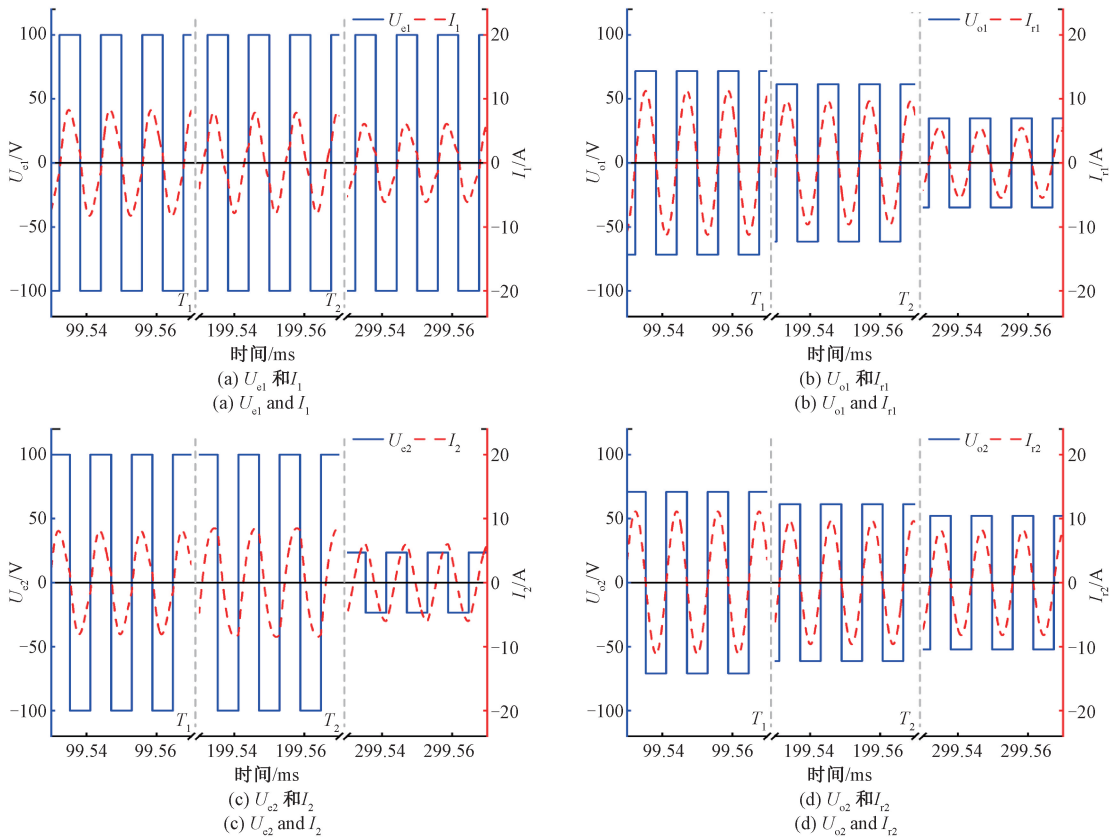


图9 二能道补偿时两能道的暂态波形

Fig. 9 Transient waveform plots of the two channels via channel 2 compensation

联合图9(b)和(d)可见,接收端两路整流电路输入电压 U_{o1} 和电流 I_{r1} 、 U_{o2} 和 I_{r2} 均同相,表明在补偿前后接收端一直能稳定拾取到有功功率。由图9(c)可见,补偿通道输入 I_2 相比于电压 U_{e2} 滞后 80° 左右,表明了补偿通道在补偿传能通道时,也可传输一定有功功率。

图10为在位置4#处的传能通道的相位差包络图及补偿通道的输入电压包络图。图10(a)为传能通道逆变输入电压电流相位差 θ_2 变化包络图,图10(b)为补偿通道电压 U_{e1} 的变化包络图。图10中, T_1 时刻对应接收端从基准位置0#向位置4#进行偏移, T_2 时刻为调节补偿电压的时刻。

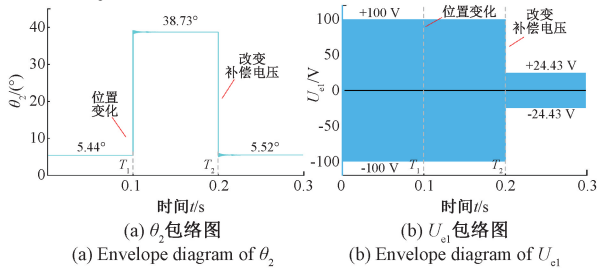


图10 一能道补偿中IPT系统参数包络图

Fig. 10 Envelope plots of IPT system parameters via channel 1 compensation

当 $t = T_1$ 时,接收端从位置0#偏移到位置4#。由图10(a)可见, θ_2 变为 38.73° ,此时传能通道处于失谐状态。当 $t = T_2$ 时,开始调节补偿通道输入电压 U_{e1} ,由图10(b)可见,补偿通道 U_{e1} 由100 V降至24.43 V。由图10(a)可见,相位差 θ_2 则由 38.73° 降低到 5.52° 。

图11(a)、(b)与(c)、(d)分别为 T_1 、 T_2 时刻前后,两路能道逆变输出端和整流输入端的电压电流波形细节图。

由图11(c)可见, T_1 时刻后, T_2 时刻前,接收端偏移到位置4#, U_{e2} 、 I_2 波形存在相位差。传能通道处于失谐状态; T_2 时刻后,调节补偿通道输入电压 U_{e1} 幅值,通过功率交互机制,利用环流无功抵消变感无功,使得传能通道的无功功率被抵消,电压 U_{e2} 和电流 I_2 相位差减小至 5° 左右,此时传能通道再次运行在谐振状态。

联合图11(b)和(d)可见,接收端两路整流电路输入电压 U_{o1} 和电流 I_{r1} 、 U_{o2} 和 I_{r2} 均同相,表明在交互补偿前后接收端能够稳定拾取功率。

由图11(a)可见,补偿通道输入 I_1 相比于电压 U_{e1} 滞后 80° 左右,表明了补偿通道在补偿传能通道时,也可传输一定有功功率。

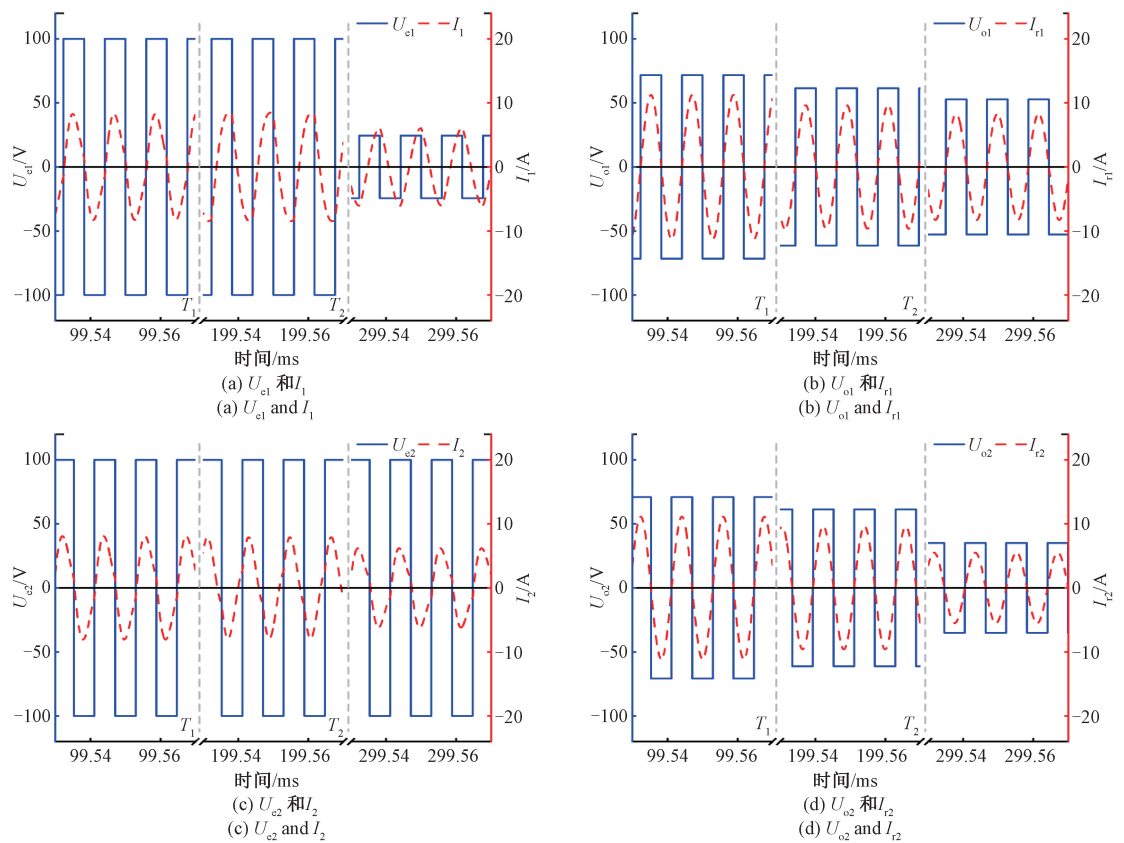


图 11 一能道补偿时两能道的暂态波形

Fig. 11 Transient waveform plots of the two channels via channel 1 compensation

在给出的 6 处偏移位置下,系统两能道输入有功及无功功率如图 12 所示,且图中给出了补偿前后能道间环流无功的大小及变化情况。

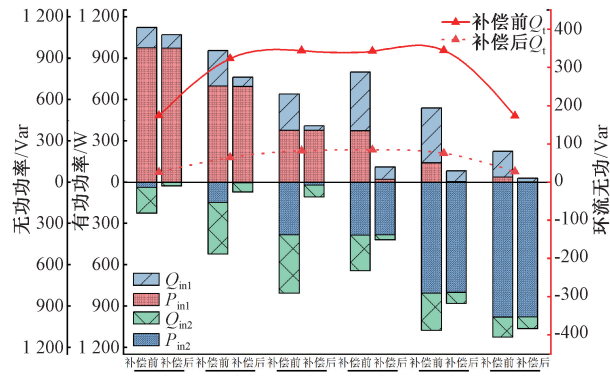


图 12 补偿前后系统功率变化

Fig. 12 Variation of system transmission power before and after reactive power compensation

由图 12 可见,在 6 处偏移位置下,补偿前后传能通道的有功功率保持恒定输出,输出范围在 300~1 000 W,传能通道的无功功率显著下降,在位置 3# 和 4# 处下降幅

度最大,为 86%;补偿通道基本只输出环流无功来补偿传能通道的变感无功。除此之外,补偿前能道间的环流无功均超过 150 Var,最大值为 343.5 Var;经补偿后所有位置的环流无功均降至 100 Var 以下,最小值为 25.3 Var。该结果表明,所提出的交互补偿方法在实现系统无功补偿、保证谐振运行的同时,也有效抑制了能道间环流无功的产生。

图 13 为双负载在 6 处位置时补偿前后传能通道电压电流的相位差 θ 及两能道的输入电压。当接收端处于

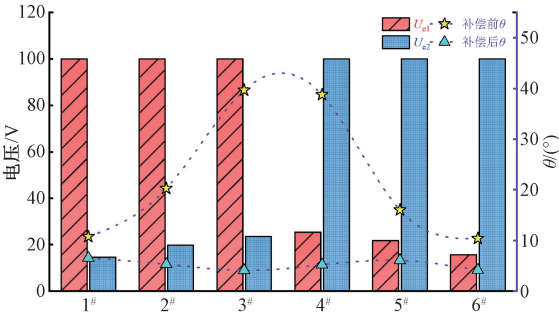


图 13 6 处位置下两能道电压及传能通道的相位差 θ

Fig. 13 Voltage of two channels and the phase difference θ of the transmission channel at six positions

偏移工况时,补偿前系统输入电压与电流的相位差 θ 均超过 10° ;其中在位置 3[#]和 4[#]处,最大 θ 值约为 40° ,此时系统处于失谐状态。经调节补偿通道电压后,使得传能通道变感无功被环流无功补偿,各偏移位置对应的 θ 值均降至 5° 左右,实现传能通道运行在谐振状态。

该结果验证了所提出的功率交互机制可在接收端偏移范围内,有效保证系统处于谐振工作状态。

4.2 实验验证

为了进一步验证交互补偿机制的正确性,综合表 1 和 3 的参数搭建了如图 14 的 1 kW 双负载 QDC-IPT 系统实验样机。

表 3 磁耦合机构尺寸参数

Table 3 Size parameters of magnetic coupling structure (mm)			
参数	取值	参数	取值
铝板厚度 h_1	4	发射线圈长度 l_5	300
发射铝板边长 $l_1(w_1)$	500	发射线圈宽度 w_5	150
接收铝板边长 $l_2(w_2)$	200	接收线圈长度 l_6	165
磁芯厚度 h_2	10	接收线圈宽度 w_6	90
发射磁芯边长 $l_3(w_3)$	390	耦合间距 h	50
接收磁芯边长 $l_4(w_4)$	180		

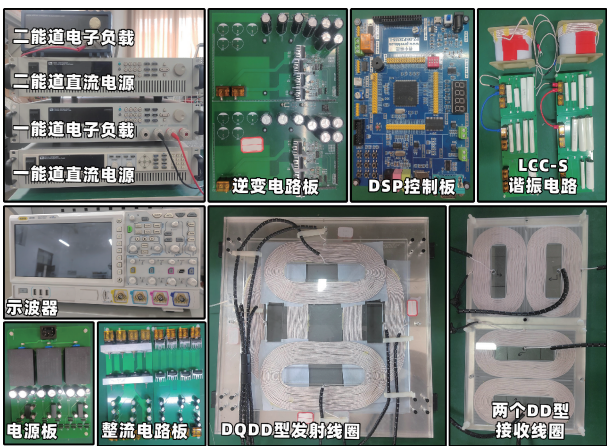
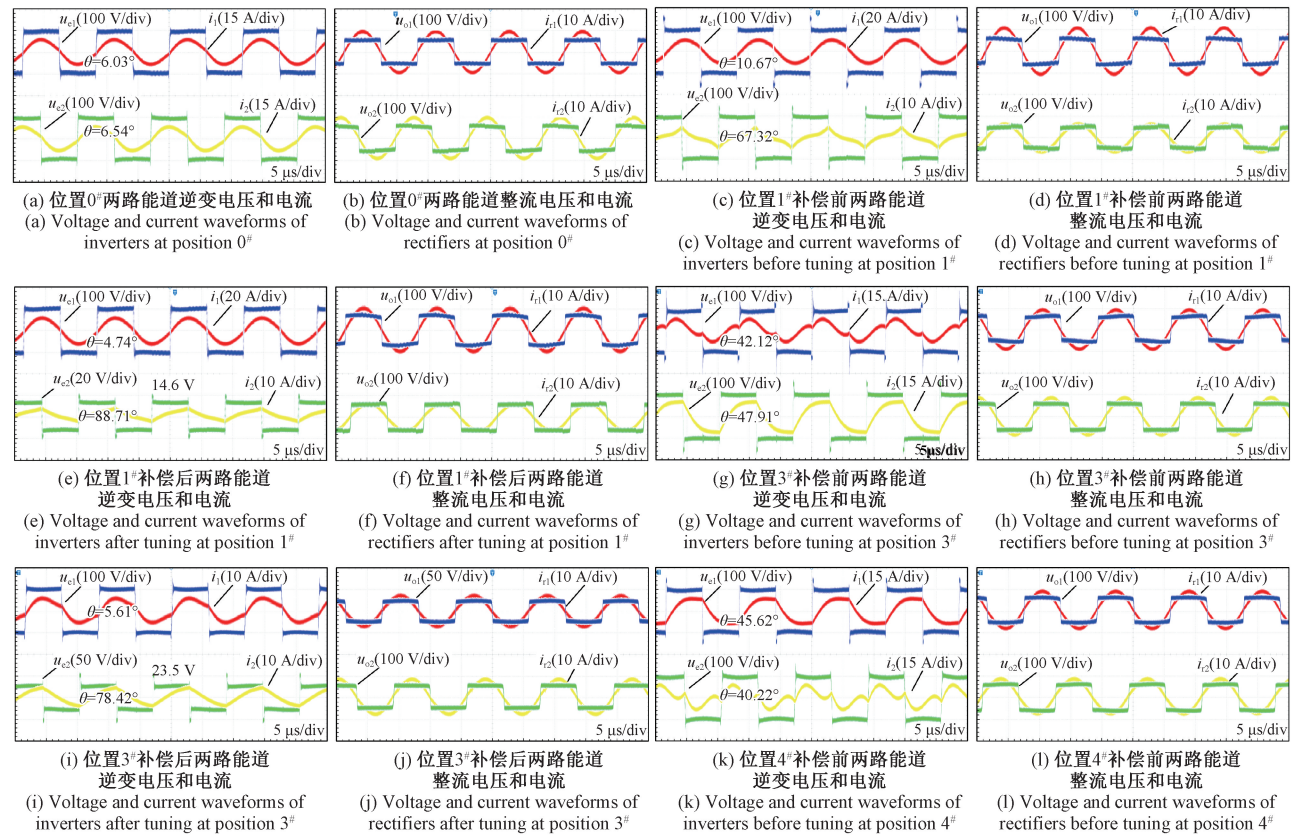


图 14 实验样机

Fig. 14 Experimental prototype

图 15 给出了 4 处偏移位置的两路能道补偿前后实验波形。根据双能道运行模式判据,一能道作为传能通道且二能道作为补偿通道的模式选取位置 1[#]和 3[#]进行验证,而二能道作为传能通道且一能道作为补偿通道的模式选取位置 4[#]和 6[#]进行验证。

图 15(a)~(b)为 QDC 机构在处于基准位置 0[#]时,系统两能道的电压电流实验波形,实验中的两路等效负载均设置为 $10\ \Omega$ 。图 15(a)说明了在基准位置时,两路



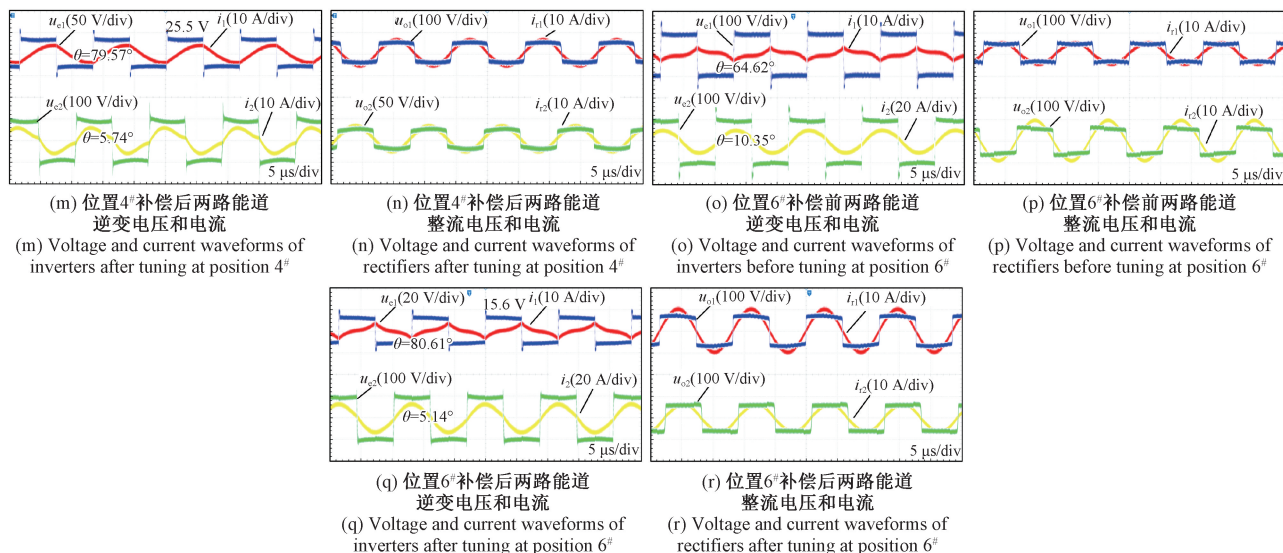


图15 实验样机补偿前后两路能道的实验波形图

Fig. 15 Experimental waveform plots of the two channels of the experimental prototype before and after compensation

能道的相位差 θ 分别为 6.03° 、 6.54° 。联合图 15(c) 和 (g) 可见,接收机构偏移越远,所对应能道失谐程度越大,且在偏移位置 $3^\#$,传能通道的相位差 θ 增大到 42.12° 。

图 15(e) 和 (i) 为经调控补偿通道输入电压分别为 14.6 和 23.5 V 时,对传能通道进行补偿后的两路能道逆变输出的电压电流波形。其中,传能通道经补偿后逆变电压电流的相位差 θ 均降至 5° 左右;同时,图 15(f) 和 (j) 给出了补偿后整流输入的电压电流波形,可知,此时双负载均能拾取功率,实现了补偿通道对传能通道无功补偿时,传能通道同时为双负载供电。同理,在偏移位置 $4^\#$ 和 $6^\#$,图 15(k) ~ (r) 给出了二能道作为传能通道的补偿前后系统两路能道的实验波形。通过分别改变补偿通道输入电压为 25.5 和 15.6 V,可对传能通道进行无功补偿,无功补偿后传能通道的逆变输出电压电流相位差 θ 亦降至 5° 左右。

根据图 15(f) 和 (r) 可见,在位置 $1^\#$ 和 $6^\#$,系统双负载拾取功率最高,分别为 972 与 988 W;且图 15 中 4 处偏移位置补偿后的整流输入波形表明了两路负载的拾取功率可随电压进行变化,体现了功率交互机制的作用。

两组接收机构在 6 处位置时经功率交互机制作用下,补偿前后的传能通道功率因数与系统效率变化情况如图 16 所示。在补偿后,传能通道功率因数及系统传输效率均有一定提高。在位置 $3^\#$ 和 $4^\#$ 处,交互机制作用对系统具有最佳效果,传能通道功率因数从 0.85 附近增加到 0.96,有效降低传能通道线路损耗,并提高传输效率,

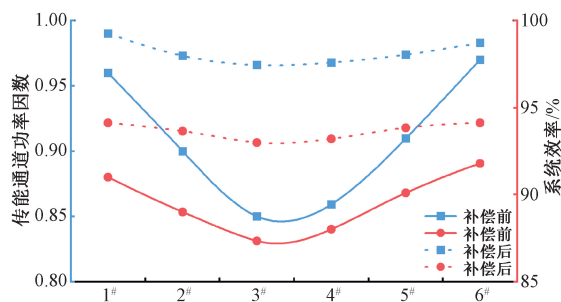


图16 6处位置传能通道功率因数及系统效率情况

Fig. 16 The power factor of the energy transfer channel and the system efficiency at six positions

且系统效率从 88% 左右提升到 93% 附近,增加了 5% 左右。

据此验证了基于环流无功抵消系统输入无功的双能道交互补偿的有效性。上述实验结果与仿真分析情况基本吻合,据此进一步验证了该功率交互机制的有效性。此外,经交互补偿调节后,传能通道电压和电流仍保持 3° 以上的相位差,该设计确保发射端逆变电路的功率器件能实现零电压开通,降低器件开关损耗。

4.3 方法对比

为验证文中所揭示的功率交互机制 (PIM) 与其他补偿方法的综合对比,选取 IPT 领域常用的可控开关电容 (SCC) 和脉冲频率调制 (PFM) 两类方案,从参数适配性、传输性能、硬件成本、控制复杂度、环流抑制能力等核心维度开展对比分析,结果如表 4 所示。现有 SCC

方案虽可实现固定参数下的稳定传输,但需额外配置开关电容阵列,硬件成本高,且输出功率较小;PFM 方案虽硬件成本低,但依赖动态频率调整实现补偿,存在

频率失锁问题,且无法适配双能道系统的环流抑制需求,两类方案均难以兼顾宽偏移适配、低硬件成本与多能道场景适配性。

表 4 与现有方法对比

Table 4 Comparisons with existing methods

文献	方法	线圈自感变化范围 $L_{ii}, L_{ii}/\mu\text{H}$	系统工作 频率 f/kHz	最大功率 P/W	最大效率/ %	最大提升 效率/%	硬件成本	控制复杂度	跨能道环流 抑制能力
[19]	SCC	不变	100	61. 28	96. 31	94. 03	大	中	无
[20]	SCC	不变	100	33. 20	89. 90	未提及	大	中	有
[21]	SCC	不变	400	35. 10	86. 20	35. 20	大	高	无
[22]	PFM	不变	可变	400/780	未提及	6. 00	小	高	无
[23]	PFM	L_{i1} (302. 47~381. 11) L_{r1} (294. 26~378. 12)	可变	239. 57	93. 50	17. 39	小	中	无
本文	PIM	L_{i1} (312. 22~329. 72) L_{r1} (166. 81~168. 33) L_{i2} (290. 55~308. 05) L_{r2} (166. 03~168. 84)	85	952. 60	94. 13	5. 67	小	低	有

文中所提 PIM 方法在 85 kHz 固定频率下工作,可适配线圈偏移带来的宽范围自感参数波动,实现 952. 60 W 大功率稳定传输,最大效率达 94. 13%;无需额外硬件配置,仅通过补偿通道输入电压调控即可完成无功补偿,控制复杂度低,同时可有效抑制并利用能道间环流实现无功补偿,综合性能优于现有方案。

5 结 论

针对双负载 QDC-IPT 系统在同相、正交和反相 3 种激励条件下的能道间环流形成机理与功率交互机制进行了研究。在考虑正对和交叉耦合互感的情况下,建立了双负载 QDC-IPT 系统模型,分析了耦合环流形成机理,揭示了系统能道间的功率流向情况;研究发现耦合环流对双能道功率的交互传输有一定影响,揭示了通过环流无功补偿因接收线圈处于偏移位置产生的变感无功的功率交互机制;其中,系统在正交激励条件下,能道间的变感无功与环流无功的比值 λ_j 较大,此时对系统的无功补偿更为显著;最后推导了能实现交互补偿的补偿通道输入电压表达式。根据仿真与实验结果可见,在给定的偏移工况范围内,所揭示的计及能道间耦合环流的功率交互机制可保证 IPT 系统能够运行在谐振状态。

参考文献

[1] 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):9006-9022.
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):9006-9022.
[2] 司庆贺,李建贵,王隆杨,等. 基于偶极线圈的高抗偏移性无线电能传输系统[J]. 电子测量技术, 2024, 47(16):33-40.
SI Q H, LI J G, WANG L Y, et al. A high anti-offset wireless power transfer system based on dipole coils[J]. Electronic Measurement Technology, 2024, 47(16):33-40.
[3] 江兵,王子博,刘响,等. 多负载 MCR-WPT 系统耦合线圈的优化方法研究[J]. 电子测量与仪器学报, 2025, 39(1):112-121.
JIANG B, WANG Z B, LIU X, et al. Research on optimization methods for coupling coils in multi-load MCR-WPT systems[J]. Journal of electronic measurement and instrumentation, 2025, 39(1):112-121.
[4] XIAO W H, HUANG X H. Time symmetry analysis of nonlinear parity based on S-P compensation network structure[J]. Instrumentation, 2022, 9(1):49-55.
[5] 荣灿灿,段晓宇,陈蒙蒙,等. 基于双正交 DD-双组合式螺线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, 2026, 41(1):46-59.

- RONG C C, DUAN X Y, CHEN M M, et al. A robust anti-offset wireless power transfer system for unmanned aerial vehicles based on dual-orthogonal DD-dual combined solenoid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2026, 41(1):46-59.
- [6] PANG SH, XU J Y, LIU Y H, et al. Multi-load undersea single-wire inductive power transfer system for sustainable ocean observation[J]. Journal of Cleaner Production, 2026, 539: 147469.
- [7] WANG H W, ZHANG CH, YANG Y, 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): 260-269.
- [8] LIN D Y, ZHANG CH, HUI S Y R. Mathematical analysis of omnidirectional wireless power transfer—part I: Two-dimensional systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 625-633.
- [9] CHOI B H, LEE E S, SOHN Y H, et al. Six degrees of freedom mobile inductive power transfer by crossed dipole tx and rx coils[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(4):3252-3272.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] LIANG Y, SUN P, YANG G, et al. Analysis and parameter design for input-series output-series (ISOS) multi-channel inductive power transfer system considering cross coupling[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(2): 2361-2376.
- [15] 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.
- [16] 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):1885-1903.
- SUN SH B, ZHANG B, LI J G, et al. Analysis and development on topologies of multi-load magnetic-coupling wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(8):1885-1903.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] ZHANG Z P, GUO Y J, XUE M, et al. Applying mutual inductance identification to achieve cross-coupling compensation for two-receiver wireless power transfer systems[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2025, 13(4): 4388-4399.
- [20] PANG H L, CHAU K T, HUA ZH CH, et al. Analysis of cross-coupling effect for multi-objective wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2023,

59(11):1-5.

[21] XIE X H, XIE C ZH, LI Y CH, 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.

[22] YANG G X, LIANG H. Adaptive frequency measurement in magnetic resonance coupling based WPT system[J]. Measurement, 2018, 130: 318-326.

[23] 金卓航, 武晋德, 韩晓霞, 等. 无线电能传输系统中零相角频率跟踪策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2025, 45(2): 725-736.

JIN ZH H, WU J D, HAN X X, et al. Study of zero-phase angle frequency tracking strategy in wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(2): 725-736.

[24] 杜少通, 李威, 周娟, 等. H 桥级联型静止同步补偿器容值减小产生的相间电压不平衡分析与抑制机理[J]. 电网技术, 2024, 48(11): 4628-4637.

DU SH T, LI W, ZHOU J, et al. Analysis and suppression mechanism for clustered voltage imbalance generated by capacitance reduction of CHB-STATCOM[J]. Power System Technology, 2024, 48(11): 4628-4637.

[25] ABOUASSY A M, ALAFNAN H, MANSOUR D E A, et al. An improved droop-based adaptive virtual impedance for accurate power sharing among multiple DGs in islanded microgrid[J]. IEEE Access, 2025, 13: 108918-108933.

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.



马国栋,2021 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: 2324484598@qq.com

Ma Guodong received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2021. He is currently pursuing his M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. His main research interest includes wireless power transfer.



刘睿杰,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: 2831474246@qq.com

Liu Ruijie received his B.Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. He is currently pursuing his M.Sc. degree at Chongqing University of Technology. His 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.



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.