

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2413034

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^{*}

谢诗云, 吴 莲, 李 津, 黄 杰, 李 恋

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘 要:针对旋转磁场耦合式无线电能传输(WPT)系统在负载和耦合线圈互感变化条件下的最大效率和恒压输出需求,本文提出了一种基于等效负载跟踪的最大效率控制方法。首先,构建了以双层正交 DD(DQDD)线圈为发射机构,交叉偶极式(CD)线圈为接收机构的旋转耦合式 WPT 系统;继而在考虑交叉耦合及线圈内阻的情况下进行了双能道 LCC-S 型 WPT 系统的谐振参数配置,推导了系统传输功率和效率的表达式。然后,引入复合控制方法,在直流输入端采用 Buck 电路来调节系统输出电压,在输出负载端采用 Buck-Boost 升降压电路实现阻抗匹配。最后,通过仿真与实验验证了所推导的回路电流、输入输出功率以及效率表达式的准确性,验证了计及耦合环流的谐振元件参数配置条件的可行性。结果证明了互感辨识结果的准确性,系统可以实现最大效率跟踪及恒压输出,传输效率可以保持在 90% 以上。

关键词: 双能道无线电能传输;最大效率跟踪;恒压控制;互感辨识

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

Method of maximum efficiency control based on equivalent load tracking in WPT system with rotating magnetic field

Xie Shiyun, Wu Lian, Li Jin, Huang Jie, Li Lian

(School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology, Chongqing 400054, China)

Abstract: Aiming at the control requirements of maximum efficiency and constant voltage output of dual-channel wireless power transfer (WPT) system under load and mutual inductance variation, a maximum efficiency control method based on equivalent load tracking is proposed in this paper. First, a rotary-coupled WPT system with a double-layer quadrature DD (DQDD) coil as the transmitting mechanism and a crossed dipole (CD) coil as the receiving mechanism is constructed. Subsequently, the parameter configurations of the LCC-S network in dual-channel WPT system are carried out considering the cross-coupling and the internal resistance of the coil, and the expressions for the transmission power and efficiency of the system are derived. Then, a composite control method is introduced to regulate the output voltage of the system by using a Buck circuit at the DC input, while a Buck-Boost circuit is applied at the output load to achieve impedance matching. Finally, simulations and experiments validate the accuracy of the derived expressions for loop current, input/output power, and efficiency, as well as the feasibility of the resonance component configuration when accounting for coupling circulating currents. The results demonstrate the accuracy of the mutual inductance identification results, showing that the system can realize the maximum efficiency tracking and constant voltage output, with the transmission efficiency maintained above 90%.

Keywords: dual-channel wireless power transmission; maximum efficiency tracking; constant voltage control; mutual inductance identification

收稿日期: 2024-07-10 Received Date: 2024-07-10

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(52207004)、重庆市自然科学基金项目(cstc2021jcyj-msxmX0406)、重庆市研究生科研创新项目(CYS240702)资助

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术以非接触方式输送电能^[1-2],与传统插拔式供电相比,更加灵活安全,目前在电动汽车、家用电子产品等领域具有良好的应用前景。

传输效率是 WPT 系统的重要指标之一。围绕最大效率传输国内外学者进行了大量研究,现有文献主要通过调整耦合机构线圈结构和跟踪最优等效负载来实现。

在调整耦合机构线圈结构方面,现有文献主要采用 3 种方式:减小同侧线圈之间的耦合干扰^[3-6],增加发射与接收线圈的耦合系数^[7-9],增设发射线圈的组数^[10-15]。其中,文献[3-5]在发射机构或接收机构采用正交 DD 线圈,通过减小发射线圈之间的耦合干扰使得传输效率提高。文献[4]通过限定接收机构水平面偏移范围来获取所需传输效率,因而限制了耦合机构位姿的灵活性;文献[5]在接收机构加入了两个开关来切换接收线圈的拾取极性,以此在偏移过程中确保高效率传输,但因此增加了系统的调控策略复杂度;文献[7-9]分别从发射线圈耦合间距、线圈绕制结构及接收线圈结构 3 个方面提升了增加了发收线圈耦合系数;文献[10-15]构建了三线圈 WPT 系统,在相同负载和传输距离情况下,相比于双线圈系统获得了更高效率传输。

调整耦合机构线圈结构可有效增强系统抗偏移性并提高传输效率。然而,这类方案未考虑偏移位置下等效负载对传输效率的影响。为了确保高效率传输此类方案需限定接收机构的位置范围,同时导致系统调控策略复杂度增加。

在跟踪最优等效负载方面,为克服等效负载在偏移情况下对传输效率和输出电压的影响,现有文献主要采用两种控制方法^[16]:开关器件模式切换^[17-19],DD-DC 电路调节^[20-23]。其中,文献[17-19]分别建立了全桥逆变器、整流器及开关控制电容器(switch-controlled capacitors, SCC)3 种电路的开关器件切换模式与等效负载的数学关系,给出了面向最大传输效率的最优负载跟踪方法。围绕 DC-DC 电路的等效负载跟踪,文献[20-22]给出了 DCM 和 CCM 两种模式下 Buck-Boost 变换电路的等效输入电阻解析式。文献[21-22]面向圆形线圈设计了恒压输出复合控制器,从而通过脉振磁场进行能量耦合。相比于脉振磁场耦合式机构,旋转磁场耦合式具有更高的耦合系数保持率,这意味着相同偏移偏转条件下旋转磁场耦合式的输出电压变化率更小。在此基础上,文献[21-23]分别设计了前馈 PI 控制器、一阶线性自抗扰控制器(linear active disturbance rejection control, LADRC)^[24]、部分功率

处理器(partial power processing, PPP),实现了最大效率跟踪以及恒定电压输出。此外,现有文献还通过建立电压/电流倍增器(V/I-D)^[25],控制两组逆变器的导通角组合^[26]、优化耦合机构损耗^[27]、构建可变电感^[28],实现了系统的最大效率传输。

通过跟踪最优等效负载来获取高效率传输的方法主要面向脉振磁场耦合式 WPT 系统。然而,旋转磁场耦合式 WPT 系统存在耦合环流,其谐振网络的参数配置及其传输特性不同于脉振耦合式系统,因此,现有等效负载跟踪策略不适用于旋转磁场耦合式系统。

针对旋转磁场耦合式 WPT 系统在负载和耦合线圈互感变化条件下的最大效率和恒压输出需求,本文提出了一种既能实现最大效率跟踪又能兼顾恒压输出的复合控制方法。构建了以双层正交 DD(double-layer quadrature DD, DQDD)线圈为发射机构,交叉偶极式(crossed dipole, CD)线圈为接收机构的旋转耦合式 WPT 系统。在考虑交叉耦合及线圈内阻的情况下配置双能道 LCC-S 型 WPT 系统的谐振参数,推导出系统传输功率和效率;提出一种面向旋转耦合式 WPT 系统的互感实时辨识方法,以获得不同偏移情况下耦合参数值;实现了负载及位置发生变化情况下系统输出电压稳定及传输效率最大化跟踪。

1 旋转磁场耦合式 WPT 系统结构及工作原理

基于最优等效负载控制的旋转磁场耦合式双能道 WPT 系统电路图如图 1 所示,系统主要由直流电源、Buck 电路、两组输入并联的全桥逆变电路、两路 LCC-S 谐振电路、旋转磁场耦合机构、两组串联的整流滤波电路、Buck-Boost 电路和负载等效电阻构成。图 1 中上下对称配置的两路电能传输通道分别称为一能道和二能道。系统通过控制两路逆变器驱动信号,将直流输入电压转换为两路幅值相等且相位相差 90°的高频交流电压,再经发射端的 LCC 谐振电路供给磁耦合机构的两路发射线圈,接收线圈拾取电能后再经过串联补偿电容接入整流电路,最终给负载两端提供电能。

图 1 中 E_{dc} 为直流输入电源, U_{dc} 为逆变器直流输入侧电压,开关管 S_a 、二极管 VD_a 、电感 L_a 和滤波电容 C_a 组成 Buck 电路, D_1 为 Buck 电路的占空比, U_1 、 U_2 为逆变器输出电压, I_1 、 I_2 为逆变器输出电流, I_{11} 、 I_{12} 、 I_{r1} 、 I_{r2} 分别为两组发射线圈和两组接收线圈上的电流, U_{o1} 、 U_{o2} 为整流器输入电压, L_{ti} 、 C_{ti} 、 C_{ui} ($i=1,2$) 构成了两组线圈的 LCC 谐振网络, C_{vj} ($j=1,2$) 为接收线圈的串联补偿电容, L_{ti} 和 L_{vj} 分别为两组发射线圈和两组接收线圈的自感, M_{111} 、 M_{122} 为发射线圈与接收线圈间的正对耦合互感, M_{112} 、 M_{121} 为发射线圈与接收线圈间的交叉耦合互感,

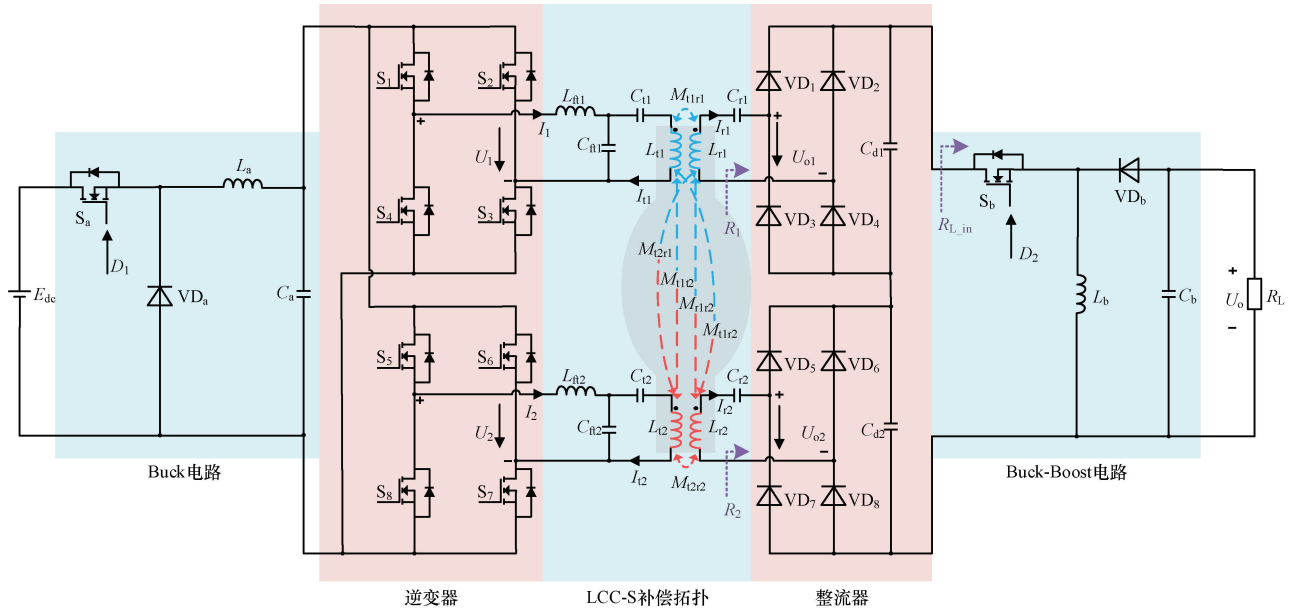


图1 基于最优等效负载控制的旋转磁场耦合式 WPT 系统

Fig. 1 WPT system with rotating magnetic field based on optimal equivalent load control

M_{112} 、 M_{r12} 为同侧线圈间的同侧耦合互感,开关管 S_b 、二极管 VD_b 、电感 L_b 和滤波电容 C_b 组成 Buck-Boost 电路, D_2 和 R_{L_in} 分别为 Buck-Boost 电路的占空比和输入侧电阻, R_L 和 U_o 分别为系统实际负载电阻和输出电压。

所构建系统不仅具备旋转磁场耦合机构的强抗偏移偏转性能,而且通过控制 Buck-Boost 电路的占空比跟踪最优等效负载电阻,使得系统传输效率在设定偏移范围内可维持在期望值,同时调节 Buck 电路从而确保系统输出电压稳定在要求值。

2 计及耦合环流的谐振网络配置方法

2.1 系统建模

基于 LCC-S 谐振网络的双能道无线电能传输系统的等效互感模型图如图 2 所示。

$\dot{U}_1$ 、 $\dot{U}_2$ 为两组逆变器的基波输出电压,旋转磁场的产生条件要求 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 幅值相等且相位相差 90° ,即:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 0^\circ \\ U_2 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \angle 90^\circ \end{cases} \quad (1)$$

图 2 中, R_1 和 R_2 为接收线圈 L_{r1} 和 L_{r2} 所在两回路对应的输出等效负载电阻。依据两路整流桥的串联关系,并由 R_1 和 R_2 消耗功率之和等于 R_L 上消耗的功率,由此 R_1 与 R_2 可表示为:

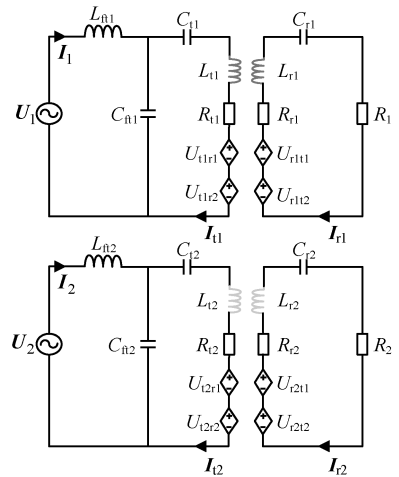


图2 等效互感模型

Fig. 2 Equivalent mutual inductance model

$$\begin{cases} R_1 = \frac{A}{A+B} R_{eq} \\ R_2 = \frac{B}{A+B} R_{eq} \end{cases} \quad (2)$$

式中: R_{eq} 为整流输入端的等效电阻,其表达式以及 A 、 B 分别表示为:

$$\begin{cases} A = \sqrt{M_{11r1}^2 + M_{12r1}^2} \\ B = \sqrt{M_{11r2}^2 + M_{12r2}^2} \\ R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_L \end{cases} \quad (3)$$

根据图 2 列写 KVL 方程, 可得:

$$\begin{cases} U_1 = I_1(X_{L_{f1}} + X_{C_{f1}}) - I_{t1}X_{C_{f1}} \\ U_{1r1} + U_{1r2} = I_{t1}(X_{C_{t1}} + X_{L_{t1}} + X_{C_{f1}} + R_{t1}) - I_1X_{C_{f1}} \\ U_{r11} + U_{r12} = I_{r1}(X_{L_{r1}} + X_{C_{r1}} + R_{r11}) \\ U_2 = I_2(X_{L_{f2}} + X_{C_{f2}}) - I_{t2}X_{C_{f2}} \\ U_{2r1} + U_{2r2} = I_{t2}(X_{C_{t2}} + X_{L_{t2}} + X_{C_{f2}} + R_{t2}) - I_2X_{C_{f2}} \\ U_{r21} + U_{r22} = I_{r2}(X_{L_{r2}} + X_{C_{r2}} + R_{r22}) \end{cases} \quad (4)$$

式中: $\dot{U}_{tirj}$ 、 $\dot{U}_{rij}$ 为各个互感产生的感应电压; X_L 、 X_C 为谐振电感和电容的电抗; R_{ti} 和 R_{rj} 分别为发射线圈和接收线圈的内阻, 为了简化分析, 省略了电感与电容的寄生电阻。各参数的具体含义如式 (5) 所示:

$$\begin{cases} X_{L_{fi}} = j\omega L_{fi}, & X_{L_{ti}} = j\omega L_{ti}, & X_{L_{rj}} = j\omega L_{rj} \\ X_{C_{fi}} = \frac{1}{j\omega C_{fi}}, & X_{C_{ti}} = \frac{1}{j\omega C_{ti}}, & X_{C_{rj}} = \frac{1}{j\omega C_{rj}} \\ U_{tirj} = j\omega M_{tirj} I_{rj}, & U_{rij} = j\omega M_{rij} I_{ij} \\ R_{ri} = R_i + R_{ri} \end{cases} \quad (5)$$

LCC-S 拓扑中谐振电容的参数配置条件为:

$$\begin{cases} C_{f1} = \frac{1}{\omega^2 L_{f1}}, & C_{t1} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t1} - L_{f1})}, & C_{r1} = \frac{1}{\omega^2 L_{r1}} \\ C_{f2} = \frac{1}{\omega^2 L_{f2}}, & C_{t2} = \frac{1}{\omega^2 (L_{t2} - L_{f2})}, & C_{r2} = \frac{1}{\omega^2 L_{r2}} \end{cases} \quad (6)$$

由式 (4)~(6) 可求得各回路电流表达式为:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{t1r1}^2}{R_{r11}L_{f1}^2} + \frac{M_{t1r2}^2}{R_{r22}L_{f1}^2} + \frac{R_{t1}}{L_{f1}^2\omega^2} \right) + \\ \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} j \left(\frac{M_{t1r1}M_{t2r1}}{R_{r11}L_{f1}^2} + \frac{M_{t1r2}M_{t2r2}}{R_{r22}L_{f1}^2} \right) \\ I_{t1} = -j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi\omega L_{f1}} \\ I_{r1} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_{r11}} \left(\frac{M_{t1r1}}{L_{f1}} + j \frac{M_{t2r1}}{L_{f2}} \right) \\ I_2 = j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{t2r1}^2}{R_{r11}L_{f2}^2} + \frac{M_{t2r2}^2}{R_{r22}L_{f2}^2} + \frac{R_{t2}}{L_{f2}^2\omega^2} \right) + \\ \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{t1r1}M_{t2r1}}{R_{r11}L_{f1}^2} + \frac{M_{t1r2}M_{t2r2}}{R_{r22}L_{f1}^2} \right) \\ I_{t2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi\omega L_{f2}} \\ I_{r2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_{r22}} \left(\frac{M_{t1r2}}{L_{f1}} + j \frac{M_{t2r2}}{L_{f2}} \right) \end{cases} \quad (7)$$

从式 (7) 可以看出, I_{t1} 和 I_{t2} 为两个发射线圈的激励电流, 幅值仅取决于 U_{dc} 和补偿电感 (L_{f1} , L_{f2}), 而与等效

负载和互感无关; 具有相同自感值的两个发射线圈进一步使得 I_{t1} 与 I_{t2} 幅值相等, 两个电流的相位差始终保持为 90° ; 在式 (6) 的谐振条件下系统中存在环流, I_1 和 I_2 为两能道的逆变输出电流, 其中包含了传能分量与耦合环流分量, 且传能分量与耦合环流分量相位相差 90° 。

2.2 补偿参数配置方法

在考虑交叉耦合和正对耦合情况下, 环流在能道间有两条传输路径如图 3 所示, 发射线圈之间的 2 条感应耦合路径包含的耦合互感分别为: 路径①: M_{t2r2} 、 M_{t1r2} ; 路径②: M_{t2r1} 、 M_{t1r1} 。

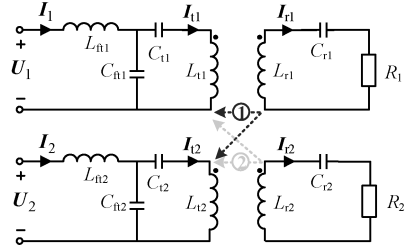


图 3 环流分量的传输路径

Fig. 3 Transmission path of the circulating current component

通过满足 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{U}_2$ 两路电源输出功率均无虚部分量, 使得系统输入容量不包含无功功率, 推导 LCC-S 谐振电路中 C_{t1} 、 C_{t2} 采用的参数配置条件为:

$$\begin{cases} C_{t1} = \frac{R_{r11}R_{r22}}{\omega^2 (L_{t1} - L_{f1}) R_{r11}R_{r22} + \omega^3 M_\Sigma} \\ C_{t2} = \frac{R_{r11}R_{r22}}{\omega^2 (L_{t2} - L_{f2}) R_{r11}R_{r22} - \omega^3 M_\Sigma} \end{cases} \quad (8)$$

其中, M_Σ 表示:

$$M_\Sigma = M_{t1r2}M_{t2r2}R_{r11} + M_{t1r1}M_{t2r1}R_{r22} \quad (9)$$

将考虑交叉耦合配置的谐振参数配置条件 (8) 代入式 (4) 可求得各回路电流为:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{t1r1}^2}{R_{r11}L_{f1}^2} + \frac{M_{t1r2}^2}{R_{r22}L_{f1}^2} + \frac{R_{t1}}{L_{f1}^2\omega^2} \right) \\ I_{t1} = -j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi\omega L_{f1}} \\ I_{r1} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_{r11}} \left(\frac{M_{t1r1}}{L_{f1}} + j \frac{M_{t2r1}}{L_{f2}} \right) \\ I_2 = j \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi} \left(\frac{M_{t2r1}^2}{R_{r11}L_{f2}^2} + \frac{M_{t2r2}^2}{R_{r22}L_{f2}^2} + \frac{R_{t2}}{L_{f2}^2\omega^2} \right) \\ I_{t2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi\omega L_{f2}} \\ I_{r2} = \frac{4U_{dc}}{\sqrt{2}\pi R_{r22}} \left(\frac{M_{t1r2}}{L_{f1}} + j \frac{M_{t2r2}}{L_{f2}} \right) \end{cases} \quad (10)$$

对比式 (7) 和 (10) 中的 I_1 和 I_2 可得, ①② 路径的耦合环流已得到补偿, 此时, 能道输入电流 I_1 和 I_2 仅包含有功部分。

3 系统最大传输效率跟踪方法

3.1 系统最大传输效率运行条件分析

由调整补偿电容参数后得到的回路电流表达式 (10) 可推导出线圈 L_{r1} 及 L_{r2} 所在回路的输出功率分别为:

$$\begin{cases} P_{r1} = \frac{A^2 R_1 U_1^2}{R_{r1}^2 L_{f1}^2} \\ P_{r2} = \frac{B^2 R_2 U_2^2}{R_{r2}^2 L_{f2}^2} \end{cases} \quad (11)$$

据此可得系统输出总功率为:

$$P_o = \frac{U_2^2 [B^2 R_2 R_{r1}^2 + A^2 R_1 R_{r2}^2]}{R_{r1}^2 R_{r2}^2 L_{f1}^2} \quad (12)$$

在不考虑开关管损耗情况下, 系统功率损耗为:

$$P_{\text{loss}} = I_{r1}^2 R_{t1} + I_{r1}^2 R_{t2} + I_{r1}^2 R_{r1} + I_{r2}^2 R_{r2} \quad (13)$$

系统效率为:

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{\text{loss}}} \quad (14)$$

将式 (12) 和 (13) 代入式 (14), 可得系统传输效率表达式为:

$$\eta = (\nu + \alpha^2) \left\{ \alpha^2 + 2 \frac{\rho_1}{\rho_0} M_r \nu \beta^2 - \frac{\nu \alpha}{1 - M_r - \rho_1 M_r} \cdot \left(1 + \rho_1 + \frac{Q_3}{\sqrt{Q_1^2 + Q_2^2}} \right) \left[1 + \frac{\rho_1^3 M_r^3 \beta^2}{\nu \alpha} \left(\frac{Q_1^2}{R_{r1}} + Q_2^2 \right) \right] \right\}^{-1} \quad (15)$$

其中, Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 ρ_0 、 ρ_1 、 M_r 、 α 、 β 、 ν 分别表示为:

$$\begin{cases} Q_1 = \frac{\omega M_{11r2}}{R_{r2}}, Q_2 = \frac{\omega M_{12r2}}{R_{r2}}, Q_3 = \frac{\omega A}{R_{eq}} \\ \rho_0 = \frac{R_{r1}}{R_{t1}}, \rho_1 = \frac{R_{r1}}{R_{eq}}, M_r = \frac{A+B}{A} \\ \alpha = (M_r - 1)(1 + M_r \rho_1) \\ \beta = \frac{1 + M_r \rho_1}{M_r Q_3} \\ \nu = \frac{(M_r \rho_1 + M_r - 1)^2}{(M_r - 1)} \end{cases} \quad (16)$$

将效率表达式对 R_{L1} 进行求导并令其结果等于 0, 可解出最优电阻 $R_{L_{opt}}$ 表达式为:

$$R_{L_{opt}} = \frac{\pi^2}{8} \sqrt{R_{L_{opt1}} - R_{L_{opt2}} + R_{L_{opt3}} + R_{L_{opt4}}} \quad (17)$$

其中, $R_{L_{opt1}}$ 、 $R_{L_{opt2}}$ 、 $R_{L_{opt3}}$ 、 $R_{L_{opt4}}$ 、 G_1 、 G_2 、 G_3 分别

表示:

$$\begin{cases} R_{L_{opt1}} = \frac{A^3(1+G_1)\rho_0\omega^3}{2G_2R_{r1}} \\ R_{L_{opt2}} = \frac{(6+G_1(9+G_1(-6+G_1(9+2G_1))))R_{r1}^2}{G_1^2} \\ R_{L_{opt3}} = \frac{(1+G_1)\rho_0(G_3+A^2G_1(-1+G_1+G_1^2)\omega^2)}{2G_1^2} \\ R_{L_{opt4}} = \frac{-2(3+G_1+2G_1^2)R_{r1}\pi^2}{16G_1} \\ G_1 = M_r - 1, G_2 = \sqrt{Q_1^2 + Q_2^2} \\ G_3 = M_r R_{r1}(Q_1^2 + Q_2^2 R_{r1}) \end{cases} \quad (18)$$

从效率表达式 (15) 可以看出, 在双能道 WPT 系统各电气参数确定的情况下, 传输效率仅与互感和输出等效负载大小有关。

3.2 最大效率跟踪控制方法

由 3.1 节的分析可知, 当 WPT 系统的互感值确定后, 可以求得系统最大传输效率时的最优等效负载 $R_{L_{opt}}$, 其值的大小可由式 (17) 表示。若等效负载能够维持在最优值 $R_{L_{opt}}$, 那么系统能够始终都工作在最大效率点。为了追踪最优等效负载值, 需要采用阻抗匹配使 WPT 系统持续追踪最大效率点。

CCM 工作模式下, Buck-Boost 变换器理论上可以实现最宽的负载适配范围, 由图 1 可得, Buck-Boost 电路输入电阻 $R_{L_{in}}$ 与 R_L 关系式为:

$$R_{L_{in}} = \frac{(1 - D_2)^2}{D_2^2} R_L \quad (19)$$

电流连续临界条件下的最大电感 $L_{b_{max}}$ 和最小电感 $L_{b_{min}}$ 为:

$$\begin{cases} L_{b_{max}} = \frac{R_L}{2}(1 - D_{2_{min}}^2)T_s \\ L_{b_{min}} = \frac{R_L}{2}(1 - D_{2_{max}}^2)T_s \end{cases} \quad (20)$$

由功率守恒定理计算得到最大效率时最佳占空比 D_2 为:

$$D_2 = \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{R_{L_{in}}}{R_L}}} \quad (21)$$

由式 (21) 可以得到, 通过改变 Buck-Boost 的占空比 D_2 能够实现 $R_{L_{in}}$ 一直保持在最优负载。

4 恒压输出与互感识别方法

4.1 恒压输出控制方法

当系统工作在最大效率点时, 负载两端的输出电

压为:

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}D_2 E_{dc} \sqrt{R_{L_{opt}}(BR_{r11}R_{r2} + AR_{r22}R_{r1})}}{\pi(1 - D_2)L_{f1}R_{r11}R_{r22}} \quad (22)$$

双路整流桥输入电压有效值 U_{o1} 、 U_{o2} 与整流后直流输出电压 U_o 关系为:

$$U_{o1} + U_{o2} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_o \quad (23)$$

由式 (22) 可知, 占空比 D_2 会影响输出电压值, 当最优电阻确定以及发收机构位置确定后, D_2 会保持不变, 此时输出电压为:

$$U_o = \frac{K_d D_1 D_2 E_{dc}}{(1 - D_2)} \quad (24)$$

其中, K_d 、 λ 、 χ 分别表示:

$$\begin{cases} K_d = \frac{8R_{L_{opt}}}{L_{f1}} \sqrt{\lambda + \chi} \\ \lambda = \frac{A^3(A + B)}{((A + B)\pi^2 R_{r1} + 8AR_{L_{opt}})^2} \\ \chi = \frac{B^3(A + B)}{((A + B)\pi^2 R_{r2} + 8BR_{L_{opt}})^2} \end{cases} \quad (25)$$

当占空比 D_1 的值改变, 而 K_d 的值保持不变时, 根据式 (24) 即可得到 D_1 值为:

$$D_1 = \frac{(1 - D_2)U_o}{D_2 K_d E_{dc}} \quad (26)$$

如图 4 所示为实现效率优化控制及输出恒压控制的系统框图。在系统接收端, 通过检测直流输出电压 U_o 和电流 I_o , 以及给定需要控制的最优负载参考值, 通过控制器 2 获得 Buck-Boost 最优占空比 D_2 , 实现效率优化控制, 同时将直流输出电压 U_o 以无线通信的方式传递给控制器 1; 在系统发射端, 通过控制器 1, 得到 Buck 电路的占空比 D_1 , 来实现对系统直流输出电压的控制。

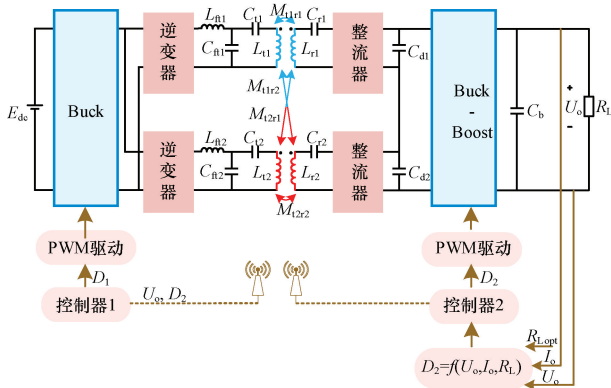


图 4 效率优化控制

Fig. 4 Block diagram of efficiency optimization control

4.2 互感辨识方法

上述分析中, 给出了在互感值确定情况下系统效率最大跟踪及恒压输出的方法, 但在实际情况下, 互感将随着发收机构相对位置的变化而变化。因此, 效率及电压测量结果有赖于互感值的实时测量。

通过将一能道逆变器开关状态的切换, 获取两个能道的输出电流及输出电压参数 U_{o11} 和 U_{o12} , 从而可以算出两个能道整流前的等效负载 R_{11} 和 R_{12} 。将一能道逆变器的功率开关闭合, 通过列出的回路方程算出互感 M_{12r1} 、 M_{12r2} 表达式如式 (27) 所示。

$$\begin{cases} M_{12r1} = \frac{L_{f1}(R_{11} + R_{r1})U_{o11}}{R_{11}U_2} \\ M_{12r2} = \frac{L_{f1}(R_{12} + R_{r2})U_{o12}}{R_{12}U_2} \end{cases} \quad (27)$$

同理, 通过将二能道逆变器开关状态的切换, 可获取两个能道的输出电流及输出电压参数 U_{o21} 和 U_{o22} 以及等效负载 R_{21} 和 R_{22} , 可得到 M_{11r1} 、 M_{11r2} 表达式如式 (28) 所示。

$$\begin{cases} M_{11r1} = \frac{L_{f1}(R_{21} + R_{r1})U_{o21}}{R_{21}U_2} \\ M_{11r2} = \frac{L_{f1}(R_{22} + R_{r2})U_{o22}}{R_{22}U_2} \end{cases} \quad (28)$$

5 仿真与实验验证

5.1 仿真验证

1) 互感辨识结果

耦合机构绕制完成后, 影响互感的重要因素是接收机构相对于接收机构的偏移距离。图中 X' 、 Y' 表示归一化的偏移距离, 即 $X' = \Delta X/l_p \times 100\%$, $Y' = \Delta Y/l_p \times 100\%$, l_p 表示耦合机构的水平最大长度, ΔX 、 ΔY 表示沿 X 轴、 Y 轴接收机构相对于发射机构的偏移距离。在以发射机构为中心划定的 40% 偏移范围内, 利用 4.2 节给出的方法对测量输出电压、电流而得到的互感估算值与耦合机构互感的实际值进行比较, 并得到估算值和实际值与偏移量的关系如图 5 所示, 参数辨识得到的互感值与机构本身的互感值基本一致, 最大相对误差为 0.22%, 最小相对误差为 0.069%。

2) 效率优化结果分析

图 6 给出了负载为 100 Ω 情况下阻抗匹配前后效率与理论计算得到的最优效率与水平偏移距离的关系。由图可见, 在负载为 100 Ω 情况下, 若不加阻抗匹配电路, 效率会随偏移距离正对准越大而降低; 加入阻抗匹配电路后, 系统效率均有所提高, 最大可提高 23.5%, 且计算值与仿真值也基本吻合。

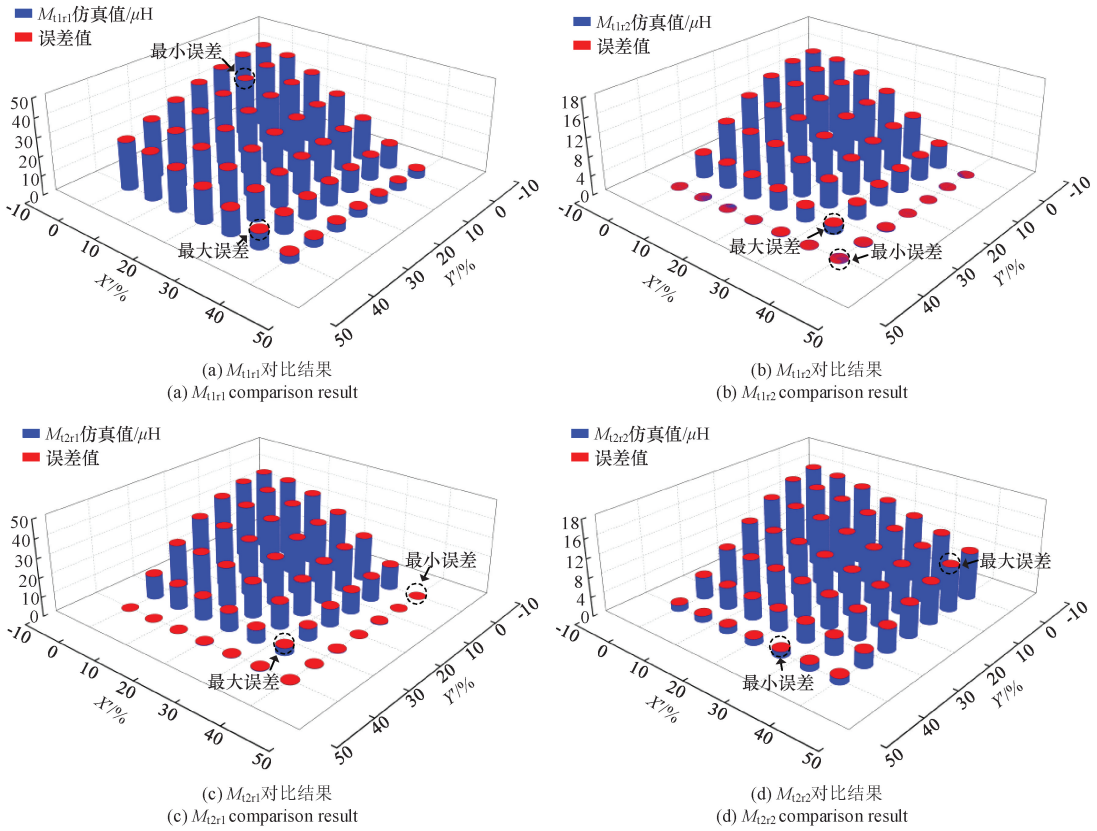


图5 互感辨识结果与偏移距离关系

Fig. 5 Identified mutual inductance values versus misalignment distance

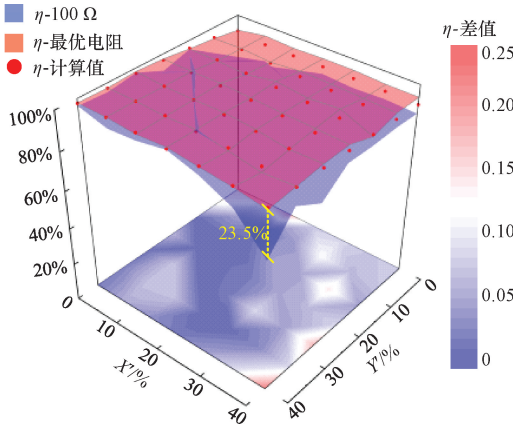


图6 效率优化结果对比

Fig. 6 Comparison of efficiency optimization results

3) 负载及互感变化效率优化结果

如图7所示为负载变化情况下的效率变化规律。图7(a)为正对准情况下负载由最优电阻 $40.5\ \Omega$ 变为 $500\ \Omega$ 时,效率由 97% 变为 89% ,再加入 Buck-Boost 阻抗匹配电路的调节作用后,此时效率又恢复到 97% ;图7(b)为偏移 20% ($X'=20\%$, $Y'=20\%$) 情况下负载由最优电阻 $27.4\ \Omega$ 跳变为 $300\ \Omega$ 时,效率由 96% 降低至

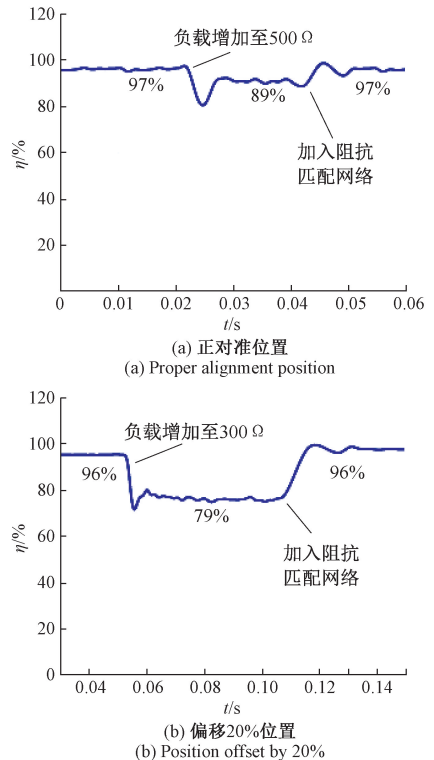


图7 负载变化下的效率变化

Fig. 7 Efficiency variation under load variation

79%, 再调节 Buck-Boost 电路占空比, 此时效率再恢复到 96%。由此可以得出, 双能道 WPT 系统负载发生变化时, 可以通过阻抗匹配网络实现最大效率跟踪。

图 8 给出了位置变化情况下的效率变化规律。图 8(a) 为收发机构从正对准位置至偏移 20% 位置时, 效率由 97% 变为 87%, 再加入阻抗匹配调节 Buck-Boost 电路的输入负载, 此时效率提高到 96%; 图 8(b) 为发射机构从正对准位置至偏移 40% ($X' = 40\%$, $Y' = 40\%$) 位置时, 效率由 97% 变为 72%, 此时调节 Buck-Boost 电路的占空比, 效率提高到 93%。由图 8 可以得到, 双能道 WPT 系统收发机构相对位置发生变化时, 可通过阻抗匹配网络实现最大效率跟踪。

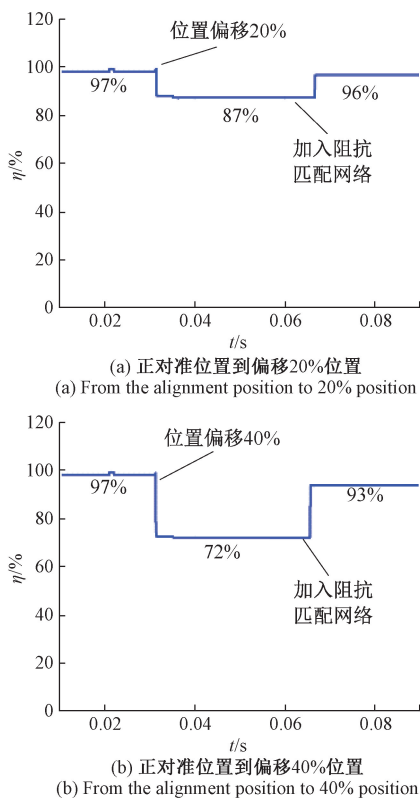


图 8 位置变化下的效率变化

Fig. 8 Efficiency variation under position variation

4) 负载及互感变化恒压控制输出结果

如图 9 所示为负载变化情况下的逆变输出电压 U_1 、电流 I_1 及直流输出电压 U_o 波形, 直流输入电压 E_{dc} 设为 200 V, 图 9(a) 为正对准情况下负载由 40 Ω 变为 100 Ω 时, 电压明显上升, 将 Buck 电路的占空比 D_1 从 0.32 调至 0.17, 此时电压开始下降并逐渐稳定至 100 V; 类似的, 由图 9(b) 可得, 输出电压最后稳定为 100 V。由此可得双能道 WPT 系统负载发生变化时, 可以通过调节直流输入侧 Buck 电路的占空比实现恒压输出。

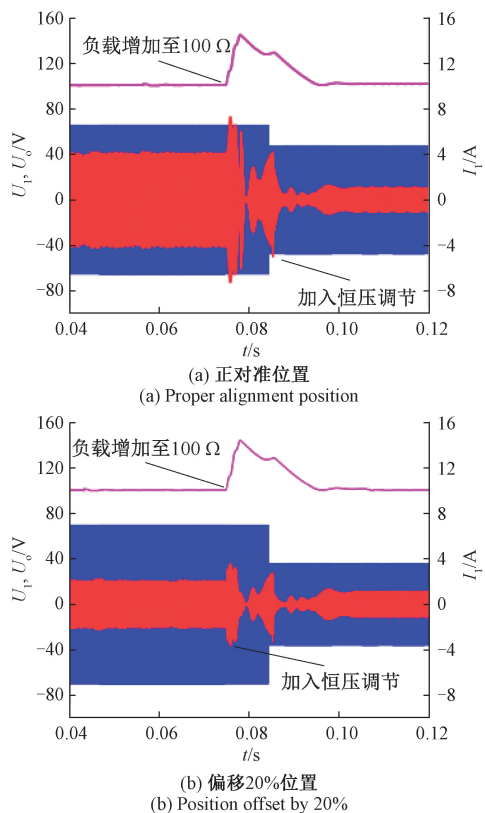
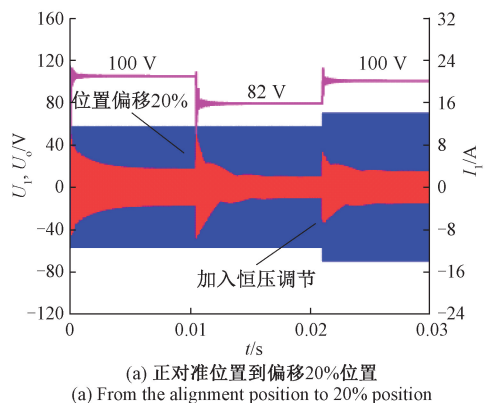
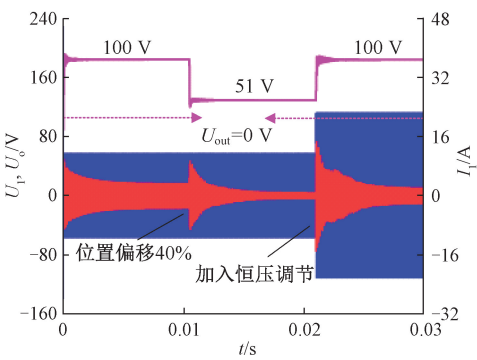


图 9 负载变化下的电压电流波形

Fig. 9 Voltage-current waveforms under load variation

如图 10 所示为接收机构从正对准位置到偏移位置的逆变输出电压 U_1 、电流 I_1 及直流输出电压 U_o 波形, 由图 10(a) 可得, 负载为 100 Ω 时, 正对齐情况下的 Buck 电路占空比为 0.32, 当接收机构到偏移 20% 位置时, 输出电压明显下降, 再调节 Buck 电路的占空比 D_1 为 0.38, 此时电压开始上升并逐渐稳定至 100 V; 同理, 从图 10(b) 可以看出, 当接收机构到偏移 40% 位置时, 输出电压最后逐渐稳定为 100 V。由此可得双能道 WPT 系统耦合机构位置发生变化时, 可以通过调节 Buck 电路的占空比实现恒压输出。





(b) 正对准位置到偏移40%位置
(b) From the alignment position to 40% position

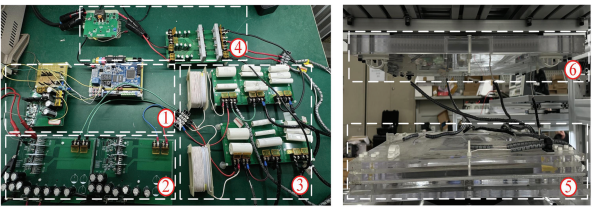
图 10 互感变化下的电压电流波形

Fig. 10 Voltage-current waveforms under mutual inductance variation

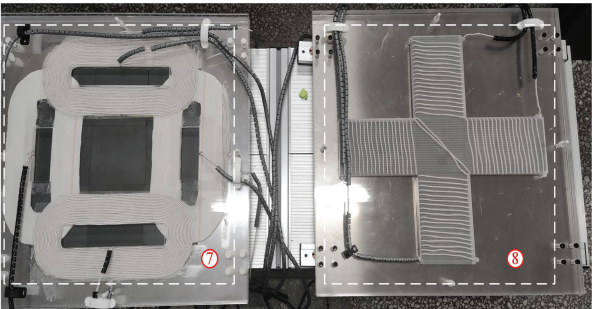
5.2 实验验证

1) 实验平台

如图 11 所示为基于 DQDD-CD 耦合机构 WPT 系统的实验平台,据此对考虑线圈内阻及交叉耦合系统的输入功率、输出功率、效率以及输出电压进行验证。图中序号依次表示:①Buck 电路及控制器、②逆变电路、③LCC 电路及串联补偿电路、④整流及 Buck-Boost 电路、⑤ L_{ti} 发射线圈、⑥ L_{ri} 接收线圈、⑦DQDD 线圈、⑧CD 线圈。



(a) 功率变换与谐振电路
(a) Power conversion and resonant circuits
(b) 耦合机构
(b) Coupling mechanism



(c) 发射机构(左)、接收机构(右)
(c) Transmitter (left)、receiver (right)

图 11 实验平台

Fig. 11 Experimental platform

实验具体参数见表 1,实验结果和参数的测取借助了直流电源 (ITECH IT7805)、电子负载 (IT8817)、示波器 (RIGOL DS7054) 以及阻抗测量仪 (KEY-SIGHT E4980AL)。

表 1 实验样机主要参数值

Table 1 Main parameter values of the experimental prototype

参数	取值
$L_{t1}/\mu\text{H}$	272.71
$L_{t2}/\mu\text{H}$	253.42
$L_{r1}/\mu\text{H}$	251.51
$L_{r2}/\mu\text{H}$	238.32
$L_{ti1}/\mu\text{H}$	41.7
$L_{ti2}/\mu\text{H}$	42.2
C_{ti1}/nF	66.8
C_{ti2}/nF	66.0
C_{r1}/nF	11.16
C_{r2}/nF	11.78
R_L/Ω	30
f/kHz	95

所构建实验样机的具体流程如下:首先,初始化 DSP 控制器参数并设定系统直流输入电压 E_{dc} 、直流输出电压 U_o 、LCC-S 网络参数、收发线圈等效内阻 R_{ti} 、 R_{ri} ,令 DC/DC 变换电路占空比 $D_1=D_2=0.5$,将式 (17)~(19)、(21)及 (26)定义为 DSP 内置函数;然后,控制器 2 通过电压和电流霍尔传感器检测输出电压 U_o 和电流 I_o ,据此得到输出负载值 R_L ;再切换逆变器开关状态检测耦合互感值 M_{t2r1} 、 M_{t2r2} 、 M_{t1r1} 、 M_{t1r2} 。再调用式 (17)~(19)及 (21)的内置函数,控制器 2 即可计算最优电阻值 $R_{L_{opt}}$ 及占空比 D_2 ,经由 ePWM 模块和驱动电路调整 Buck-Boost 电路的控制信号,从而实现整流器交流侧等效电阻跟踪系统最优交流负载阻值 $R_{L_{opt}}$;之后,再将输出电压和电流及占空比 D_2 传递至发射端,控制器 1 依据式 (26)得到占空比 D_1 ,进而调整 Buck 电路的 PWM 驱动信号实现恒压控制;最后,检测输出电压或电流是否发生变化。若发生变化,重新检测耦合互感值;反之,持续监测输出电压及电流。

2) 互感识别结果验证

实验中,由于线圈互感大小与线圈间的偏移距离有关,因此图 12 中的实验平台中使用了滑轨以便更好的记录线圈偏移距离与互感值的关系。线圈间的相对距离在 $[-40\%,40\%]$ 范围变化,通过测量两个能道的输出电压电流参数,由式 (27)、(28)计算得到的 7 处位置的互感测量值与线圈相对偏移距离的关系如图 12 所示,1#~7# 代表接收机构从 (0,0) 偏移至 (40%,40%) 的对角线上的 7 处位置。从图中可以看出随着偏移距离的增加,两个正对互感 M_{t1r1} 、 M_{t2r2} 的变化呈下降趋势,两个交叉互感 M_{t1r2} 、 M_{t2r1} 的变化呈上升趋势,与两组互感实际值的变化趋势基本一致。两组互感测量值与实际互感值的最大误差为 3.41%,最小误差为 1.12%。

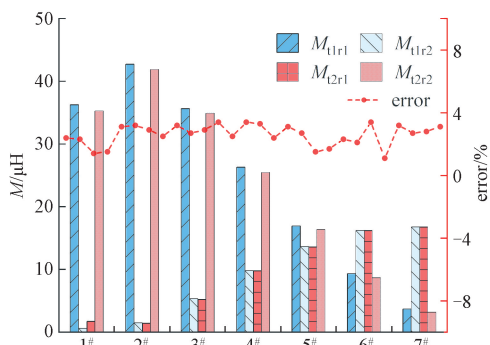


图 12 互感测量值与线圈相对偏移位置的关系

Fig. 12 Mutual inductance measurements versus misalignment position

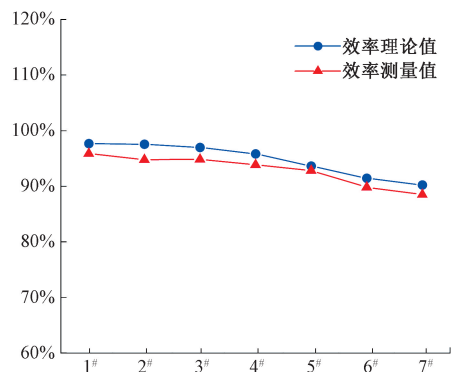


图 13 传输效率与最优负载关系图

Fig. 13 Transmission efficiency versus optimal load

3) 负载及互感变化效率优化结果验证

为了验证在负载变化的情况下的系统效率能否达到最优,测取了在负载最优的情况下,样机装置传输效率与偏移距离之间的关系如图 13 所示。

结合图 6 可得,当接收端偏移至 7#位置时,在未采取效率优化控制情况下,系统传输效率为 68%,相比于 1#位置效率下降了 27%;而经过效率优化控制后,传输效率为 88%,相较于 1#位置仅降低了 7%。则由图 12 可得,采取效率优化控制方法后,相较于不是最优电阻的情况下,位

置对效率的影响小,在采取阻抗匹配电路后,系统等效负载可以一直保持为最优负载,系统传输效率不会随负载的大小变化而改变。实验所测效率值与理论所得效率值的最大相对误差为 2.78%,最小相对误差为 0.87%。另外,传输效率的 7%下降值是因为恒压输出调节过程引起发射线圈电流增加,这部分电流增量致使耦合机构损耗增加。

为了验证在负载及互感变化的情况下的系统能否实现高效率传输,测取了样机装置的功率变换电路和谐振电路的电压电流波形如图 14 所示。

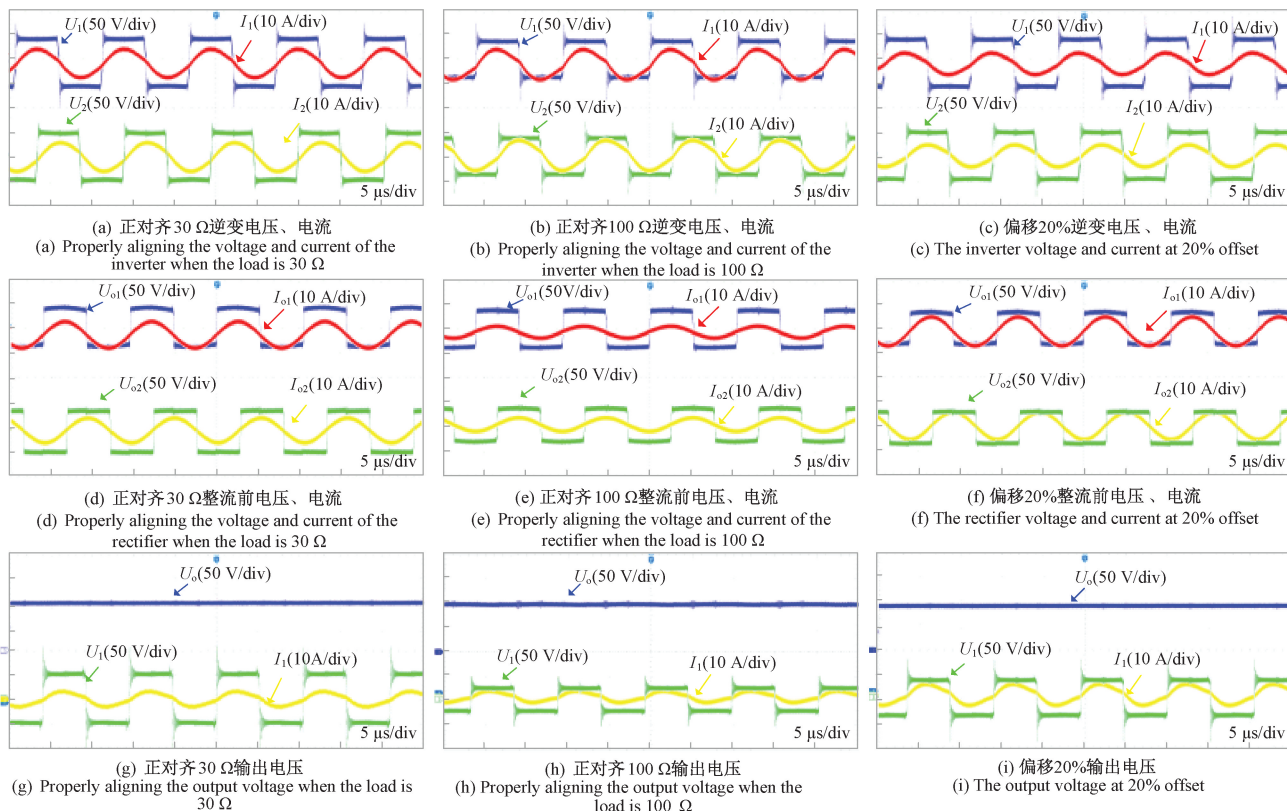


图 14 实验样机两路逆变器输出侧、整流桥输入侧和直流输出侧的电压电流波形

Fig. 14 Voltage and current waveforms of the two inverter output sides, rectifier bridge input side and DC output side of the experimental prototype

从图 14(a)~(c) 可得, 3 种情况下两路逆变器输出电压和电流的相位差均处于 $3^{\circ} \sim 5^{\circ}$ 范围, 相角差不为零是为了使得 LCC 谐振电路的输入阻抗呈弱感性, 以保证开关器件工作在 ZVS 模式。需要说明的是, 两路逆变器输出电流即为双能道的输入电流。另外, 图 14(b)、(e) 中电流出现畸变, 这是由于电阻较大以及接收机构位置发生偏移情况下逆变器输出谐波的作用结果。

图 14(d)~(f) 给出了 3 种情况下整流电路的输入电压和电流波形。正对准情况下最优负载为 $30\ \Omega$, 此时的输出功率及传输效率为 434.16 W 和 95.85%, 当负载切换为 $100\ \Omega$ 且不加入阻抗匹配网络, 此时的输出功率及传输效率为 400.94 W 和 84.73%。当 $X'=20\%$, $Y'=20\%$ 时, 在最优负载情况下系统功率及传输效率为 348.85 W 及 93.81%, 此时效率依旧保持在 90% 以上, 由此得到通过跟踪最优等效负载可实现在负载及位置变化的情况下效率最优。

传输功率的损耗一部分源于环流的存在使谐振电感及逆变功率器件产生损耗, 一部分来自于实验样机线圈与线圈、线圈与铝板、铝板与铝板之间分布电容的存在使整个系统的调谐受到影响, 而高次谐波电流在谐振网络中会引起高频损耗。为了提升双能道 WPT 系统的传输效率, 一方面可通过考虑分布电容优化配置谐振网络参数以达到抑制高次谐波的效果, 另一方面则可通过分析能道环流使系统达到功率平衡。此部分研究内容将在后续工作中展开。

4) 负载及互感变化恒压控制输出结果验证

为了验证在负载及位置变化的情况下的系统能否实现恒压输出, 测取了样机装置的功率变换电路的电压电流和输出电压波形, 设置直流输入电压为 200 V、输出参考电压为 100 V。

由图 14(g)~(i) 可知, 3 种情况下的二能道逆变器输出电压、电流及输出电压。在正对齐情况下, 负载为 $30\ \Omega$ 和 $100\ \Omega$ 时, 均可通过调节 buck 电路的占空比来调节输入电压, 从而使输出电压稳定在 100 V。当 $X'=20\%$, $Y'=20\%$ 时, 也可实现输出电压恒为 100 V 左右。由此得到通过调节输入电压可以实现在负载及位置变化的情况下保持恒压输出。

6 结 论

本文针对计及交叉耦合的旋转耦合式 WPT 系统在负载和接收机构位置变化情况下不能始终保持较高效率运行的问题, 提出了一种基于最优等效负载控制的系统效率优化方法。给出了在考虑交叉耦合及线圈内阻的情况下的双能道 LCC-S 型谐振 WPT 系统的谐振参数配置方法, 分析了系统最大效率运行条件, 引入复合控制方

法, 在发射端采用 buck 电路来调节系统输出电压, 在接收端采用 buck-boost 升降压电路实现阻抗匹配。通过理论分析与实验验证, 得到了以下结论:

1) 借助一能道逆变器的功率开关状态切换, 获得双能道的电气物理参数, 通过计算可得到双能道 WPT 系统的两个正对互感和两个交叉互感值;

2) 通过改变 buck-boost 的占空比, 能够在较大负载及位置变化的情况下, 实现控制整流器交流侧等效电阻为系统最优交流负载阻值, 从而实现系统效率优化控制;

3) 基于直流输出电压向发射端控制器的实时反馈, 依据两路能道的功率传输平衡条件给出斩波电路的占空比, 从而可实现系统直流输出电压恒定。

参考文献

- [1] 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.
- [2] 闫孝姮, 黄明鑫, 陈伟华. 无 SAR 评估条件下心脏起搏器谐振式无线供能系统研究[J]. 仪器仪表学报, 2020, 41(5): 185-195.
YAN X H, HUANG M X, CHEN W H. Research on the resonant wireless energy supply system of pacemaker without SAR evaluation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2020, 41(5): 185-195.
- [3] 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 CH Y, REN G, HAN Y, 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.
- [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] 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 a asymmetric coupling structure based on rotating magnetic field[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(8):193-206.
- [7] JIA Y H, WANG ZH H, TANG CH S, et al. An efficiency improvement method for the small air gap wireless power transfer system with variable parameters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(11):13443-13453.
- [8] CHOWDHURY S, TAREK M T B, HAQUE M E, et al. A three-phase overlapping winding-based wireless charging system for transportation applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(12):16245-16255.
- [9] WANG H SH, CHENG K W E. A dual-receiver inductive charging system for automated guided vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2022, 58(8):8700905.
- [10] LEE J, LEE K, CHO D H. Stability improvement of transmission efficiency based on a relay resonator in a wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5):3297-3300.
- [11] 王兆延,丘东元,张波,等. 具有恒功率恒效率输出特性的三线圈 WPT 系统[J]. 中国电机工程学报,2022, 42(20):7332-7343.
- WANG ZH Y, QIU D Y, ZHANG B, et al. Three-coil wireless power transfer system with constant output power and constant transfer efficiency characteristics [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(20):7332-7343.
- [12] LIU X, SONG X Y, YUAN X B. Compensation optimization of the relay coil in a strong coupled coaxial three-coil wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(4):4890-4902.
- [13] 陈飞彬,麦瑞坤,李勇,等. 基于中继线圈切换的三线圈结构 WPT 系统效率优化研究[J]. 中国电机工程学报,2019,39(21):6373-6382.
- CHEN F B, MAI R K, LI Y, et al. Efficiency optimization of three-coil structure WPT systems based on relay coil switching [J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(21):6373-6382.
- [14] 刘旭,宋翔昱,原熙博,等. 一种利用可切换补偿电容的三线圈无线电能传输系统互感识别及效率优化方法[J]. 中国电机工程学报,2022, 42(22):8309-8320.
- LIU X, SONG X Y, YUAN X B, et al. A mutual inductance identification and efficiency optimization method for the three-coil wireless power transfer system by utilizing switchable compensation capacitor [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(22):8309-8320.
- [15] SEO D W. Comparative analysis of two-and three-coil WPT systems based on transmission efficiency[J]. IEEE Access, 2019, 7:151962-151970.
- [16] 麦瑞坤,刘野然,陈阳. 基于最优等效负载控制的感应电能传输系统效率优化方法研究[J]. 中国电机工程学报,2016,36(23):6468-6475,6613.
- MAI R K, LIU Y R, CHEN Y. Studies of efficiency optimization methods based on optimal equivalent load control in IPT systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(23):6468-6475,6613.
- [17] WU M, YANG X, CHEN W J, et al. A dual-sided control strategy based on mode switching for efficiency optimization in wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8):8835-8848.
- [18] CHEN SH X, CHEN Y, LI H CH, et al. An operation mode selection method of dual-side bridge converters for efficiency optimization in inductive power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(10):9992-9997.
- [19] GRAZIAN F, SOEIRO T B, BAUER P. Inductive power transfer based on variable compensation capacitance to achieve an EV charging profile with constant optimum load[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2023, 11(1):1230-1244.
- [20] 赵进国,赵晋斌,张俊伟,等. 无线电能传输系统中有源阻抗匹配网络断续电流模式最大效率跟踪研究[J]. 电工技术学报,2022, 37(1):24-35.
- ZHAO J G, ZHAO J B, ZHANG J W, et al. Maximum efficiency tracking study of active impedance matching network discontinuous current mode in wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(1):24-35.
- [21] 黄文聪,饶天彪,蒋焯焱,等. 无线电能传输系统最大效率追踪及恒压输出复合控制方法[J]. 电工技术学报,2024, 39(12):3589-3601,3615.

- HUANG W C, RAO T B, JIANG X Y, et al. Maximum efficiency tracking and constant voltage output compound control method for wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3589-3601, 3615.
- [22] 夏晨阳, 李晓丽, 韩潇左, 等. IPT 系统线性自抗扰恒压输出和最大效率跟踪复合控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(16): 6042-6052, 6178.
- XIA CH Y, LI X L, HAN X Z, et al. A hybrid control method for achieving constant voltage output with LADRC and maximum efficiency tracking for ipt systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(16): 6042-6052, 6178.
- [23] YU Q S, XIONG W H, YAN ZH T, et al. Efficiency improvement and ripple suppression method based on partial power processing for wireless power transfer system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13181-13193.
- [24] 尹诗荀, 郑志安, 朱俊杰. 基于延迟补偿的永磁同步电机并行自抗扰控制 [J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(3): 275-285.
- YIN SH X, ZHENG ZH AN, ZHU J J. Time delay compensation-based parallel active disturbance rejection control for permanent magnet synchronous motors [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(3): 275-285.
- [25] GRAZIAN F, SOEIRO T B, BAUER P. Voltage/current doubler converter for an efficient wireless charging of electric vehicles with 400 V and 800 V battery voltages [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7891-7903.
- [26] LI Y, HU J F, LI X F, et al. Efficiency analysis and optimization control for input-parallel output-series wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1): 1074-1085.
- [27] LIU X, GAO F, WANG T F, et al. A multi-inverter multi-rectifier wireless power transfer system for charging stations with power loss optimized control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8): 9261-9277.
- [28] LI ZH J, LIU H, HUO Y SH, et al. High-misalignment tolerance wireless charging system for constant power output using dual transmission channels with magnetic flux controlled inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(11): 13930-13945.

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: xiehsiyun1987@cqu.edu.cn

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



吴莲, 2022 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, 主要研究方向为电力电子变换、无线电能传输技术。

E-mail: 2390701743@qq.com

Wu Lian received the B. Sc. degree in electrical engineering and automation from Chongqing University of Technology in 2022, where she is currently pursuing the M. Sc. degree in electrical engineering. Her research interests include power electronic conversion and wireless power transfer.



李津, 2022 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: 1273069146@qq.com

Li Jin received his B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2022. Now he is a master's student in Chongqing University of Technology. His research interests include wireless power transfer.



黄杰, 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: 1205530244@qq.com

Huang Jie received his B. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2021. Now he is a master's student in Chongqing University of Technology. His research interests include wireless power transfer.



李恋 (通信作者), 2023 年于重庆理工大学获得硕士学位, 现就职于国家精密微特电机工程技术研究中心, 主要研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: 935357999@qq.com

Li Lian (Corresponding author) received the M. Sc. degree from Chongqing University of Technology in 2023. He is currently working in National Engineering Research Center for Small and Special Precision Motors. His research interest is wireless power transfer.