

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2513738

无线电能传输系统最优负载优化与 最大效率跟踪控制方法*

耿宇宇, 陈华国, 王 涛

(重庆理工大学电气与电子工程学院 重庆 400054)

摘 要:针对无线电能传输系统因忽略逆变器与整流器损耗,仅考虑补偿网络最优负载,导致最大效率点偏移的问题,提出一种减小最优负载偏移的最大效率跟踪和恒压输出复合控制方法。首先,分析 LCC-S 型无线电能传输系统参数与各部分输出电压、电流之间的关系,建立非线性整流桥负载等效模型,揭示整流二极管压降对负载转换的影响机制。之后构建纳入逆变器和整流器损耗的系统效率量化模型,定量分析系统效率随负载变化的特性,对比仅考虑补偿网络损耗时的效率特性,减小最优负载偏移误差。同时,分析补偿元件参数变化对逆变器输出阻抗的影响,提出一种基于补偿电容参数优化的零电压开通实现方法。然后,在副边采用基于 Buck-Boost 电路的阻抗匹配技术进行最大效率跟踪控制,在原边增加一个 Buck 电路调节逆变器输入电压,实现输出电压稳定控制。最后,搭建实验平台对理论分析进行验证。实验结果表明,将逆变器与整流器损耗纳入整体系统效率分析后,系统仍然存在最大效率点,与传统方法相比,所提策略使最优负载偏移误差降低 24.6%,最大效率提高 1.1%,且在较宽的负载变化范围内实现逆变器零电压开通运行,整体系统效率能够保持在 90% 左右并实现恒压输出。

关键词:无线电能传输;最优负载偏移;非线性整流桥负载;最大效率追踪;补偿参数优化

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

Optimization of optimal load and maximum efficiency tracking control method for wireless power transfer system

Geng Yuyu, Chen Huaguo, Wang Tao

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

Abstract: To address the issue of deviation in the maximum efficiency point in wireless power transfer systems, caused by overlooking losses in inverters and rectifiers, a composite control strategy is proposed. This strategy combines maximum efficiency tracking with constant voltage output to minimize the optimal load deviation. Initially, the relationship between the parameters of the LCC-S type wireless power transfer system and the output voltage and current of each component is analyzed. A nonlinear rectifier bridge load equivalent model is developed to understand the impact of rectifier diode voltage drops on load conversion. Next, a system efficiency quantification model that incorporates losses from both the inverter and rectifier is created to quantitatively analyze the system efficiency as the load varies, thus reducing the deviation error in the optimal load. Additionally, LCC-S compensation parameters are optimized to enable zero-voltage switching operation for the inverter. On the secondary side, an impedance matching technique based on a Buck-Boost circuit is implemented for maximum efficiency tracking, while a Buck circuit is employed on the primary side to ensure stable output voltage control. Finally, an experimental platform is built to validate the theoretical analysis. Compared to traditional methods, the proposed strategy reduces the optimal load deviation error by 24.6%, increases the maximum efficiency by 1.1%, enables zero-voltage turn-on operation of the inverter across a wide load range, and maintains an overall system efficiency of approximately 90% with constant voltage output.

Keywords: wireless power transfer; optimal load offset; nonlinear bridge load; maximum efficiency tracking; compensation parameter optimization

收稿日期: 2025-02-08 Received Date: 2025-02-08

* 基金项目: 重庆市自然科学基金面上项目 (CSTB2023NSCQ-MSX0261)、重庆市教委科学技术研究项目 (KJQN202401156) 资助

0 引言

无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术凭借其充电灵活、安全可靠等优势,在电动汽车、移动电子产品以及医疗设备等领域具有良好的应用场景^[1-5]。然而,负载的动态变化往往会引发系统传输效率波动与输出电压失稳等问题,成为了制约该技术进一步发展的关键瓶颈。

针对上述问题,国内外学者就如何提高 WPT 系统传输效率以及稳定输出问题做了大量研究。如采用阻抗匹配技术,调节有源整流器的脉冲宽度^[6-7]或 DC/DC 变换器的占空比^[8-10],将等效负载转化为最优负载以实现最大效率跟踪,通过 PI 控制^[11]、鲁棒控制^[12]、线性自抗扰^[13]等控制实现闭环反馈,提高系统的动态响应和输出特性。为分析系统稳定性,文献[14]通过建立 LCC-S 型 WPT 系统的离散时间迭代模型来描述系统的连续动态特性。文献[14]中指出当控制器参数相同时,增大负载电阻或者增大互感都会使系统稳定裕度减小,甚至使系统失稳。文献[15]建立了 LCC-S 型 WPT 系统的大信号连续模型,实现了对系统的统一描述,该模型准确地描述了系统的稳态和动态特性,可为系统参数和控制器参数设计提供指导。然而,上述研究在进行阻抗匹配时仅考虑了补偿网络的最优负载,而忽略了逆变器与整流器损耗对系统最优负载的影响,致使理论模型与实测效率特性存在偏差。

在典型的感应式无线电能传输系统中,电能的变换需要经过逆变、补偿网络以及整流环节,基于经典补偿网络最优负载理论得到的最大效率运行点,必然会因为逆变与整流环节而发生偏移。文献[16-17]将变换器均看作是无损的,并忽略整流二极管的影响,从基波层面对整流桥负载进行理想化建模,但二极管损耗对于系统的建模准确性有很大影响,文中也指出理论与实测效率的差

异来源于变换器的损耗。文献[18]研究了 SiC、GaN、Si 等不同的整流二极管材料对 WPT 系统传输效率的影响,但没有对整流桥负载进行建模分析。在 WPT 系统损耗计算与测量方面,国内外学者也进行了深入研究^[19-22]。文献[21]对电力电子变换器中的开关器件进行损耗分析,推导出开关管导通损耗以及开关损耗的表达式,并在此基础上对系统效率进行了优化。文献[22]针对 WPT 系统损耗的量化计算问题,对各部分损耗进行了分析与计算,使得建立的损耗模型更为精确,可得到系统损耗的主要组成部分及主要决定因素。考虑到补偿网络的最优负载与整体系统的最优负载存在偏差,因此有必要构建纳入逆变器和整流器损耗的系统效率量化模型,以对 WPT 系统的最大效率运行条件进行更加准确的分析。

为此,首先建立考虑二极管压降的非线性整流桥负载等效模型,分析整流二极管压降对负载转换的影响。其次,构建包含逆变器与整流器损耗的系统效率模型,获得更接近实际工况的最大效率传输条件,有效减小最优负载偏移误差。之后通过对 LCC-S 补偿网络的参数优化设计,实现逆变器零电压开关(zero voltage switching, ZVS)。最后,引入 Buck-Boost 电路和 Buck 电路进行最大效率跟踪和恒压输出的复合控制,使系统能在动态负载条件下同步实现最大效率跟踪与恒压输出。实验结果表明,所提策略与传统方法相比,系统最优负载误差减少了 24.6%,且在复合控制下,系统能在较宽的负载变化范围内,效率保持在 90% 左右并实现恒压输出。

1 WPT 系统结构及传输特性分析

典型的 WPT 系统主要由逆变器、原、副边补偿网络以及整流器构成,为实现稳定输出以及最大效率跟踪控制,可在原边及副边加入 Buck 电路和 Buck-Boost 电路, LCC-S 补偿型 WPT 系统结构如图 1 所示。

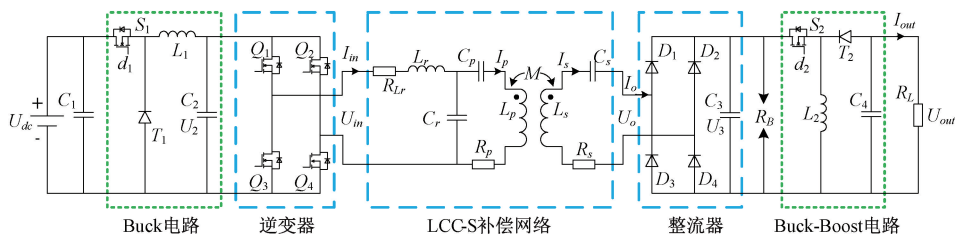


图 1 LCC-S 型 WPT 系统

Fig. 1 Main circuit of LCC-S compensated WPT system

其中,开关管 S_1 、二极管 T_1 、电感 L_1 和电容 C_1 构成 Buck 电路,Buck 电路输出电压 U_2 经过开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 构成的全桥逆变电路,驱动原边线圈;原边补偿电感 L_r 、补

偿电容 C_r 、 C_p 与副边补偿电容 C_s 构成 LCC-S 型补偿网络; L_p 和 L_s 为原副边线圈自感; R_r 和 R_p 为补偿电感及原边线圈的内阻; R_s 为接收线圈内阻; R_L 为实际的负载

电阻; d_1 和 d_2 分别为 Buck 电路和 Buck-Boost 电路开关管的占空比; C_2 、 C_3 为滤波电容; M 为原边和副边线圈的互感; 开关管 S_2 、二极管 T_2 、电感 L_2 和电容 C_4 构成 Buck-Boost 电路, U_3 为 Buck-Boost 电路的输入电压; 二极管 $D_1 \sim D_4$ 构成不控整流桥; R_L 经 Buck-Boost 电路转换为负载 R_B ; U_{dc} 为系统的输入直流电压; U_{in} 和 I_{in} 为逆变器输出电压和电流; I_p 和 I_s 为流过原边线圈和副边线圈的电流; U_o 和 I_o 为整流器输入电压与电流; U_{out} 和 I_{out} 为负载电阻的电压与电流。

在分析 WPT 系统最大效率工作条件时,传统方法将逆变器和整流器均看作是无损的,只考虑补偿网络的最优负载 R_{opt} ,然后利用基波等效法,将整流器及其后部分负载看作 $8R_L/\pi^2$ 的等效负载 R_{eq} ,再通过 DC/DC 变换器,使 R_{eq} 与补偿网络的最优负载 R_{opt} 匹配,实现补偿网络最大效率跟踪,表 1 列出了几种典型的补偿拓扑及其对应的最优负载。

表 1 常用补偿拓扑及最优负载

Table 1 Common compensation topologies and their corresponding optimal load

补偿拓扑	最优负载
SS	$\sqrt{\omega^2 M^2 R_s / R_p + R_s^2}$
LCC-S	$\sqrt{\frac{[(\omega M)^2 + R_p R_s][(\omega M)^2 L_r + (\omega L_r)^2 R_s + R_p R_s R_L]}{R_p [(\omega L_r)^2 + R_p R_L]}}$
LCC-LCC	$\sqrt{\frac{L_{r2}^2 R_p}{C_{r2}^2 R_s (\omega^2 M^2 + R_p R_s)}}$

然而,该方法只考虑了补偿网络的最优负载,在系统实际运行中,逆变器和整流器等变流器的损耗也会影响系统效率,忽略这些损耗将导致整体系统最大效率点发生偏移。此外,在整流二极管压降的影响下,实际负载 R_L 经过整流桥变换后也将不再表现为 $8R_L/\pi^2$ 的传统等效负载。因此,为更准确地分析系统最大效率运行条件,减小阻抗匹配时最优负载的偏移误差,还需要进一步考虑逆变器和整流器的损耗对系统最优负载产生的影响。

1.1 LCC-S 补偿网络传输特性分析

LCC-S 型 WPT 系统互感模型如图 2 所示。

原边 LCC 回路包含 L_r 、 L_p 、 C_r 和 C_p , 定义为:

$$\begin{cases} \alpha = \frac{\omega L_r}{N} \\ \beta = \frac{\omega L_p - 1/\omega C_p}{N} \end{cases} \quad (1)$$

式中: $N = 1/\omega C_r$, 且当 α 和 β 都为 1 时, LCC 回路处于完全谐振状态。

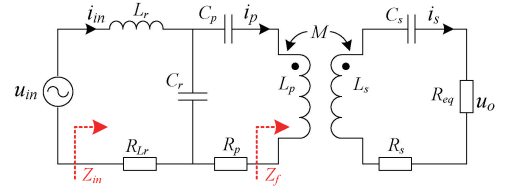


图 2 等效互感模型

Fig. 2 Equivalent mutual inductance model

令副边线圈 L_s 和电容 C_s 完全谐振, 满足 $\omega L_s = 1/\omega C_s$, 忽略副边线圈内阻 R_s 时, 此时反射阻抗 Z_f 可以计算为:

$$Z_f = \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq}} \quad (2)$$

根据基尔霍夫电压定律, 可得互感模型电路表达式为:

$$\begin{cases} \left(j\omega L_r + \frac{1}{j\omega C_r} \right) i_{in} - \frac{1}{j\omega C_r} = u_{in} \\ -\frac{1}{j\omega C_r} i_{in} + \left(Z_f + \frac{1}{j\omega C_r} + \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p \right) i_p = 0 \end{cases} \quad (3)$$

将式(1)代入式(3)可解得流过补偿电感 L_r 的电流 i_{in} 和流过原边线圈 L_p 的电流 i_p 为:

$$\begin{cases} i_{in} = \frac{u_{in}(N - \beta N + jZ_f)}{jN^2(\alpha + \beta - \alpha\beta) + (1 - \alpha)Z_f N} \\ i_p = \frac{u_{in}}{jN(\alpha + \beta - \alpha\beta) + (\alpha - 1)Z_f} \end{cases} \quad (4)$$

因此流过副边线圈的电流 i_s 为:

$$i_s = \frac{j\omega M i_p}{R_{eq}} \quad (5)$$

根据电路原理, 逆变器输出阻抗 Z_{in} 可表示为:

$$Z_{in} = \frac{(\alpha + \beta - \alpha\beta)N^2 + j(\alpha - 1)NZ_f}{Z_f + j(\beta - 1)N} \quad (6)$$

因此, 逆变器的输出阻抗角 θ 为:

$$\theta = \arctan \frac{(\alpha - 1)Z_f^2 - (\beta - 1)(\alpha + \beta - \alpha\beta)N^2}{NZ_f} \quad (7)$$

由式(4)可以看出, 当 α 和 β 都等于 1 时, 流过原边线圈的电流与负载无关, 该支路表现为恒流输出特性, 与此同时, 输出阻抗 Z_{in} 为纯阻性, 整流器输入电压 U_o 可表示为:

$$U_o = \frac{M}{L_r} U_{in} \sin \frac{\varphi}{2} = \frac{2\sqrt{2}M}{\pi L_r} U_2 \sin \frac{\varphi}{2} \quad (8)$$

式中: φ 为逆变器导通角。

在传统分析方法中, 通常将 LCC-S 补偿网络设置为全谐振, 并得到如式(9)所示的补偿网络效率表达式, 通过对 η_{LCC-S} 关于等效负载 R_{eq} 求偏导得到最优负载 R_{opt} , 作为全系统的最优负载(如表 1 所示)。

$$\eta_{\text{LCC-S}} =$$

$$\frac{\omega^4 M^2 L_r^2 R_{eq}}{(R_s + R_{eq})^2} \quad (9)$$

$$\left[\frac{(\omega M)^2}{R_s + R_{eq}} + R_p \right] \left[\frac{(\omega M)^2 R_{Lr}}{R_s + R_{eq}} + R_{Lr} R_p + (\omega L_r)^2 \right]$$

然而,若不考虑逆变器与整流器损耗,就会使电路的分析结果与实际产生较大误差,导致阻抗匹配的最优负载发生偏移。此外,全谐振的补偿网络难以实现逆变器 ZVS,造成较大的开关损耗,进一步降低系统效率。

1.2 非线性整流桥负载分析

在整流桥电流连续导通的工作条件下,二极管压降将导致整流桥负载呈非线性,这将对负载转换产生影响。图3所示为简化后的等效电路及有关电压电流波形,图中 u_{o1} 为 u_o 的基波分量,与电流 i_o 同相位。

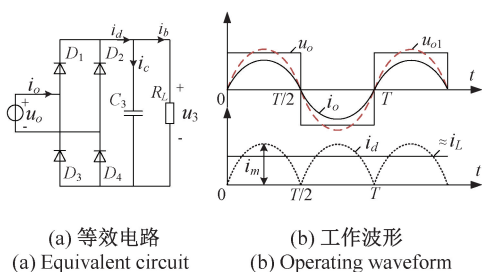


图3 整流电路等效模型

Fig. 3 Equivalent model of the rectifier circuit

从整流桥的输入端口往里看,其输入电压和电流均具有周期性,将 u_o 近似为占空比为 50% 的周期性方波,频率为 $f_s = 1/T = \omega_s/2\pi$,包含基波 u_{o1} 和奇次谐波分量;将输入电流近似为连续的正弦波,表示为 $i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega_s t)$ 。整流桥输出侧各支路的电流可表示为:

$$\begin{cases} i_d = |i_o| \approx \sqrt{2} I_o |\sin(\omega_s t)| \\ i_b \approx \frac{1}{T} \int_0^T |i_o| dt = \frac{2\sqrt{2} I_o}{\pi} \end{cases} \quad (10)$$

由于整流桥导通时电流流经两个二极管,因此 u_o 的基波分量 u_{o1} 表示为:

$$u_{o1} = \sqrt{2} U_{o1} \sin(\omega_s t) = \frac{4}{\pi} (2U_d + U_3) \sin(\omega_s t) \approx$$

$$\frac{4}{\pi} \left(2U_d + \frac{2\sqrt{2} I_o}{\pi} R_L \right) \sin(\omega_s t) \quad (11)$$

式中: U_d 为整流二极管的通态压降。

当仅考虑基波分量时,整流桥等效阻抗可表示为:

$$R_{eq} = \frac{u_{o1}}{i_o} = \frac{4\sqrt{2} U_d}{\pi I_o} + \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (12)$$

由式(12)可知, R_{eq} 不仅与负载 R_L 有关,还和 U_d 以及 I_o 有关,由于 U_d 为二极管自身参数,因此 I_o 为影响

R_{eq} 的主要因素,图4所示为固定 R_L ,忽略 U_d 和考虑 U_d 时 R_{eq} 随 I_o 变化的曲线。

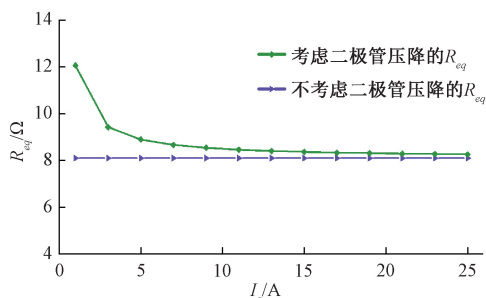


图4 $R_L = 10 \Omega$ 时 R_{eq} 和 I_o 的关系

Fig. 4 Relationship between R_{eq} and I_o when $R_L = 10 \Omega$

从图4可以看出,由于 U_d 的存在, R_{eq} 表现为非线性,若不考虑 U_d 的影响, R_{eq} 将为纯电阻。虽然在求解电压、电流值大小的时候, U_d 的影响不大,但在负载转换时,对最优负载的影响却很大。而传统方法在进行最大效率追踪时,需要将 R_{eq} 与最优负载相匹配,若忽略 U_d ,仅认为 R_{eq} 为 $8R_L/\pi^2$ 的纯电阻,就会与实际等效负载产生误差。因此,为更准确的得到 WPT 系统最大效率运行条件,在进行负载转换时,整流器二极管压降带来的影响是不能忽略的。

1.3 基于补偿参数优化的 ZVS 实现方法

通过 LCC-S 补偿参数设计,可以使逆变电路的输出阻抗 Z_{in} 呈弱感性,使得流经 MOSFET 的电流稍滞后于电压,以便实现 ZVS,减少逆变器开关损耗^[23]。此时虽然会使补偿网络稍微偏离谐振点,但在大功率 WPT 系统中,实现 ZVS 优势明显。由式(6)和(7)可知,通过调节 α 和 β 的值,可以改变 Z_{in} 及阻抗角 θ , θ 随 α 和 β 的变化规律如图5所示。

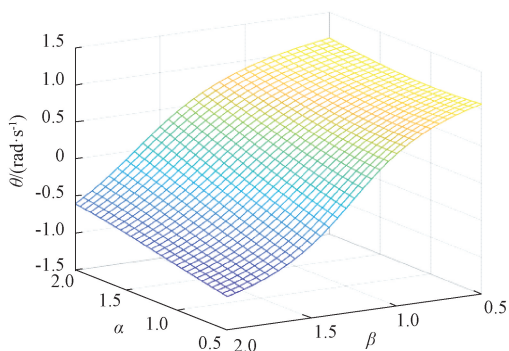


图5 $Z_f = 50 \Omega$ 时阻抗角 θ 随 α 和 β 变化趋势

Fig. 5 Trend graph of impedance angle θ with variations in α and β when $Z_f = 50 \Omega$

从图5可以看出, θ 对于 β 的敏感程度明显大于 α ,考虑到无功电流的影响, LCC-S 补偿网络的工作点不应偏离谐振点过多,故 α, β 的值都应尽量接近 1。因此,在

后续分析中,将 α 固定为1,将 β 作为实现ZVS的优化对象,即对补偿电容 C_p 进行优化。

由于原边线圈所处回路LC滤波网络的存在,流过原边线圈的电流 i_p 的谐波成分很少,几乎为正弦波,可采用基波近似模型等效,表示为:

$$i_p(t) = \frac{4U_2}{\pi N} \sin \frac{\varphi}{2} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (13)$$

而逆变器输出电压 i_{in} 上的谐波较多,采用基波等效法将产生较大误差,为了更准确地得到ZVS运行条件,利用LCC补偿网络的时域模型推导出 $i_{in}(t)$ 的表达式,时域模型如图6所示。

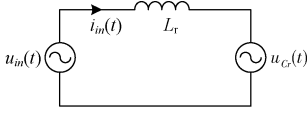


图6 原边LCC补偿拓扑的时域模型等效电路

Fig. 6 Time-domain model equivalent circuit for primary-side LCC compensation topology

根据KVL,补偿电容 C_r 上的电压可以计算为:

$$u_{cr}(t) = \frac{4U_2 Z_f}{\pi N} \sin \frac{\varphi}{2} (\sin \omega t \tan \psi - \cos \omega t) \quad (14)$$

式中: ψ 为原边线圈支路的阻抗角,由 C_p 、 L_p 以及 Z_f 组成,可表示为:

$$\psi = \arctan \frac{\omega L_p - 1/\omega C_p}{Z_f} = \arctan \frac{\beta N}{Z_f} \quad (15)$$

逆变器的输出电压电流波形如图7所示,由于波形的对称性,只需分析半个周期即可。

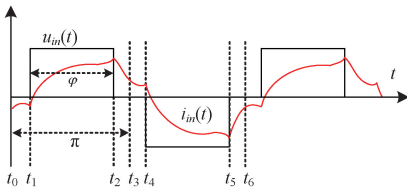


图7 逆变器输出电压电流波形

Fig. 7 Output voltage and current waveform of inverter

选取逆变器输出电压基波分量的过零点 t_0 时刻为起点,各关键点 $i_{in}(t)$ 的表达式^[24]为:

$$\begin{cases} i_{in}(t_0) = -\frac{\varphi U_2}{2\omega L_r} + \frac{2U_2 Z_f}{\pi \omega^2 L_r^2} \sin \varphi \tan \psi \\ i_{in}(t_1) = -\frac{\varphi U_2}{2\omega L_r} + \frac{2U_2 Z_f}{\pi \omega^2 L_r^2} \sin \varphi + \frac{2U_2 \beta}{\pi \omega L_r} (1 - \cos \varphi) \\ i_{in}(t_2) = \frac{\varphi U_2}{2\omega L_r} + \frac{2U_2 Z_f}{\pi \omega^2 L_r^2} \sin \varphi - \frac{2U_2 \beta}{\pi \omega L_r} (1 - \cos \varphi) \\ i_{in}(t_3) = -i_{in}(t_0) \end{cases} \quad (16)$$

实现ZVS的关键是MOSFET结电容 C_{oss} 上的能量在死区时间 t_d 内完成释放,而要保证这一条件实现,需要满足以下条件^[25],即:

$$-i_{in}(t_1) \geq i_{th} = \frac{4C_{oss} U_2}{t_d} \quad (17)$$

式中: i_{th} 表示对MOSFET结电容完全放电的最小电流。

从式(16)可以看出,当逆变器导通角为 π 时, $i_{in}(t_1)$ 的值取决于输入电压 U_{dc} 以及变量 β 。实验中MOSFET型号为C3M0021120K,通过查询器件数据手册得到 $C_{oss} = 180$ pF,结合 $U_{dc} = 200$ V, $t_d = 500$ ns,同时考虑到无源器件自身参数漂移的影响,ZVS运行条件留有10%的设计裕量,结合式(17)可得实现ZVS的临界条件为:

$$i_{in}(t_1) \leq -0.32 A \quad (18)$$

最后,根据式(1)、(16)和(18)即可解出实现ZVS时对应的补偿参数 C_p 的临界值。

2 最优负载偏移与最大效率跟踪控制

2.1 损耗分析

在不含最大效率跟踪和恒压控制的典型WPT系统中,电能的传输需要依次经过逆变、补偿网络以及整流3个环节,因此系统的传输效率 η 可以表示为:

$$\eta = \frac{P_o - P_{rec-loss}}{P_{in} + P_{inv-loss}} \quad (19)$$

式中: P_{in} 和 P_o 分别表示补偿网络输入与输出功率,即逆变器输出功率和整流器输入功率, $P_{inv-loss}$ 和 $P_{rec-loss}$ 分别表示逆变器与整流器的损耗。

逆变器的损耗 $P_{inv-loss}$ 主要由MOSFET的导通损耗和开关损耗组成,对于图1中的全桥逆变器,其导通损耗 P_{con} 和开关损耗 P_{sw} 可分别表示为:

$$P_{con} = 2I_{in}^2 R_{ds} \quad (20)$$

$$P_{sw} = 2\sqrt{2} U_{in} I_{in} (t_r + t_f) f \sin \varphi \quad (21)$$

式中: R_{ds} 为MOSFET的导通电阻; t_r 和 t_f 分别表示MOSFET开关过程中的上升时间和下降时间。

在补偿网络中,由于电容的品质因数远大于电感,因此在计算损耗时,仅分析补偿电感和线圈上的损耗,补偿网络的损耗可以表示为:

$$P_{LCC-S} = I_{in}^2 R_{Lr} + I_p^2 R_p + I_o^2 R_s \quad (22)$$

整流器损耗主要由二极管的正向导通压降 U_d 以及通态电阻 R_d 引发,对于全桥不控整流器,任意工作时刻输出电流经过两个二极管,其损耗可以表示为:

$$P_{rec} = \frac{4\sqrt{2} U_d I_o}{\pi} + 2I_o^2 R_d \quad (23)$$

由式(19)~(23)可得系统的效率表达式为:

$$\eta = \frac{I_o^2 R_{eq} - \frac{4\sqrt{2} U_d I_o}{\pi} - 2 I_o^2 R_d}{\frac{U_{in}^2}{Z_{in}} + 2 \frac{U_{in}^2}{Z_{in}^2} R_{ds} + 2\sqrt{2} \frac{U_{in}}{Z_{in}} (t_r + t_f) f \sin \varphi} \quad (24)$$

当考虑寄生参数时, Z_{in} 、 I_o 、 I_p 分别表示为:

$$\begin{cases} Z_{in} = R_{Lr} + \frac{\omega^2 L_r^2}{R_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_{eq} + R_s}} \\ I_o = \frac{\omega^2 L_r M U_{in}}{(R_p \times (R_s + R_{eq}) + \omega^2 M^2) Z_{in}} \\ I_p = \frac{\omega L_r U_{in}}{\left(R_p + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + R_{eq}}\right) Z_{in}} \end{cases} \quad (25)$$

由于考虑逆变器和整流器损耗后所得的效率表达式较仅考虑补偿网络损耗时更加复杂,若采用一般方法对 η 关于 R_{eq} 求偏导,然后令偏导数=0 求取最优负载,求解过程十分繁琐,且结果难以直接获得。而对于一个确定的系统,式(24)中的各个参数都是已知的,可以认为效率随负载 R_L 的变化而变化,因此为了简化求解过程,将各参数代入式(24),通过绘制 η 随 R_L 变化的曲线,从而确定最大效率点对应的负载值,即为最优负载。

2.2 最优负载分析

为得到考虑整流器和逆变器损耗时系统的最大效率工作点,将图1所示的WPT系统(不包括Buck电路和Buck-boost电路)结合损耗模型进行分析,系统的基本参数如表2所示。

表2 WPT系统基本参数

Table 2 Basic parameter of WPT system

参数	数值	参数	数值
输入电压 U_{dc}/V	200.0	负载阻值 R_L/Ω	1~50.0
原边线圈自感 $L_p/\mu H$	123.6	原边线圈内阻 $R_p/m\Omega$	230.0
副边线圈自感 $L_s/\mu H$	74.1	副边线圈内阻 $R_s/m\Omega$	121.0
原边谐振电感 $L_r/\mu H$	34.9	补偿电容 C_r/nF	89.8
电感内阻 $R_{Lr}/m\Omega$	83.0	补偿电容 C_s/nF	42.2
补偿电容 C_p/nF	35.7	频率 f/kHz	90.0
互感 $M/\mu H$	21.2	-	-

实验中二极管型号为IV1D12040U2,通过查询MOSFET和二极管各自的器件手册可以得到相关参数: $t_r = 33 \text{ ns}$, $t_f = 14 \text{ ns}$, $R_{ds} = 21 \text{ m}\Omega$, $U_d = 2.2 \text{ V}$, $R_d = 59 \text{ m}\Omega$ 。

根据式(24)并结合表2所示系统参数,分别绘制出考虑整流器和逆变器损耗前后系统效率 η 随负载 R_L 变

化的理论计算曲线,如图8所示。可以看出,在将整流器和逆变器损耗纳入整体系统效率分析后,系统仍然存在最大效率点,但该点对应的最优负载与仅考虑补偿网络损耗时不一致。

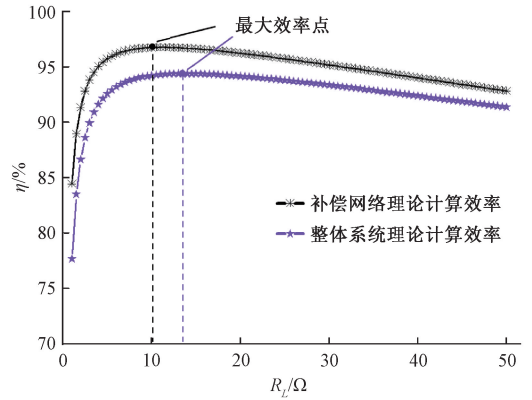


图8 η 随 R_L 变化理论计算曲线

Fig. 8 Theoretical curve of η as a function of R_L

其中,当仅考虑补偿网络损耗时,最大效率点对应的最优负载为 10.3Ω ;在考虑逆变器和整流器损耗后,计算得到系统的最优负载为 14Ω 。因此,在系统实际工作中,由于整流器和逆变器损耗的存在,补偿网络的最优负载将不再适用于整体系统,若将补偿网络的最优负载作为系统的最优负载,将导致最大效率跟踪控制时匹配到的最优负载与实际系统最优负载产生较大误差,造成最大效率点发生偏移。

2.3 最大效率跟踪控制方法

由2.2节的分析可知,对于一个参数已知的WPT系统,当得出其效率表达式后,通过参数扫描的方法,可以得到系统最大效率时对应的最优负载 R_{opt} ,若能够一直追踪到 R_{opt} 的值,系统就能始终工作在最大效率点上。由于Buck-Boost电路在理论上可以实现最宽的负载转换范围,因此采用阻抗匹配的方法,在整流电路后增加一个Buck-Boost电路,通过其调节占空比 d_2 ,使负载 R_L 经过Buck-Boost电路转换为 R_B ,使 R_B 与最优负载 R_{opt} 相匹配, R_B 与 R_L 的关系式为:

$$R_B = \left(\frac{1}{d_2} - 1 \right)^2 R_L \quad (26)$$

虽然调节 d_2 可以实现最大效率跟踪,但是 d_2 的变化将引起输出电压 U_{out} 变化,因此,当系统其他参数固定时,可以在逆变器前增加一个Buck电路,将 U_{out} 以无线通信的方式传递给控制器1,通过调节Buck电路占空比 d_1 来改变逆变器输入电压,进而改变Buck-Boost电路输入电压,以实现输出电压 U_{out} 稳定,系统结构如图1所示。易得各参数间的表达式为:

$$\begin{cases} U_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_3 \\ U_2 = d_1 U_{dc} \\ U_{out} = \frac{d_2}{1-d_2} U_3 \end{cases} \quad (27)$$

由1.3节可知,由于 θ 对于 β 十分敏感,只需稍微调节 β 就能达到ZVS的运行条件,因此可以假设优化补偿电容 C_p 对LCC-S补偿网络的恒压输出特性影响不大,此时整流电路输入电压 U_o 仍然满足式(8),再结合式(27)可得最大效率以及输出电压 U_{out} 稳定模式下的Buck电路占空比 d_1 为:

$$d_1 = \frac{(1-d_2)L_r U_{out}}{d_2 U_{dc} M \sin \frac{\varphi}{2}} \quad (28)$$

实现最大效率追踪与恒压输出的系统控制框图如图9所示。

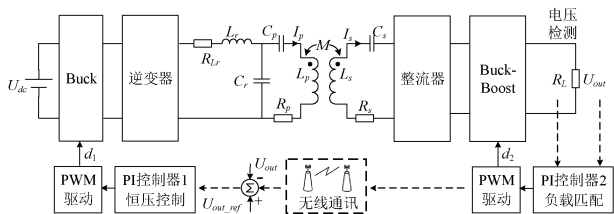


图9 系统控制原理

Fig. 9 System control schematic

综上所述,补偿电容 C_p 的优化流程以及最大效率跟踪和恒压输出复合控制方法可以概括为:

首先,设置系统的基本参数,令副边补偿网络全谐振,即 $\alpha=1$,根据式(17)可以得到ZVS运行的临界条件。同时根据式(16)中 $i_{in}(t_1)$ 的表达式求出实现ZVS时 β 的临界值,选取 β 的优化步长为0.02,直至不同负载下的 $i_{in}(t_1)$ 满足式(18),此时再将 β 的值代入式(1),得到优化后的 C_p 值。

其次,复合控制包含2个步骤:1)建立系统效率量化模型,将逆变器损耗与整流器损耗纳入系统效率分析,通过参数扫描的方法得到系统最大效率点对应的最优负载;2)基于得到的最优负载,在副边和原边分别增加Buck-Boost阻抗匹配电路与Buck电压调节电路,根据式(26)实时调节 d_2 ,进行阻抗匹配,实现最大效率追踪控制,然后根据式(28)调节 d_1 ,实现对输出直流电压的控制,使系统在高效运行的同时保证恒压输出。

3 实验验证

3.1 实验装置

为验证系统最大效率点的偏移以及ZVS实现方法

的可行性,首先搭建了不含Buck电路和Buck-Boost电路的WPT系统样机,之后加入Buck电路和Buck-Boost电路,实现最大效率跟踪和输出恒压控制,试验样机如图10所示。

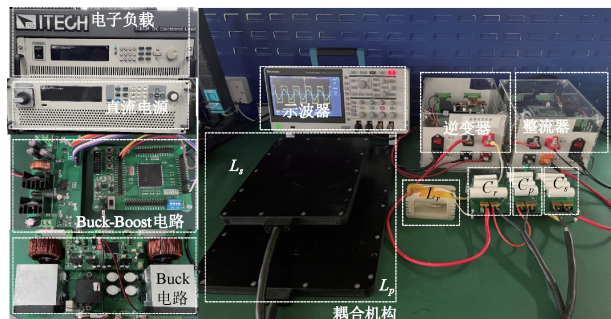


图10 实验装置

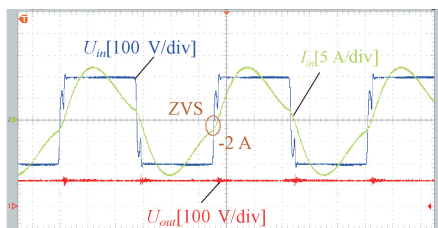
Fig. 10 Experimental setup

系统输入功率由直流电源提供,负载由直流电子负载模拟,原、副边的控制器均使用TMS320F28335型DSP处理器,实验参数与理论分析2.2节中表2一致。另外,为了防止磁芯饱和,补偿电感 L_r 采用由利兹线绕制而成的空芯电感,原副边线圈分别由15匝以及13匝利兹线绕制而成,均为方形结构,测试时气隙距离保持50 mm。

3.2 ZVS运行与系统效率分析

首先根据系统基本参数,并结合式(1)、(16)和(18),求解出 β 的值,进而确定 C_p 。由于理论计算与实际测试存在误差,在计算出 β 的理论值后,选取 β 的优化步长为0.02,直至满足式(18),最终确定 $\beta=0.89$,对应补偿电容 $C_p=33.8$ nF(优化前全补偿时 $\beta=1$, $C_p=35.7$ nF)。

图11所示为输入电压为200 V,接入不同 R_L 时原边逆变器的输出电压、电流及负载输出电压波形。可以看出,逆变器的输出电流略微滞后于输出电压,并且 $i_{in}(t_1)$ 始终满足式(18)所示的ZVS运行条件,实现了ZVS运行。此外,该系统依然具有LCC-S补偿网络良好的恒压输出特性,即使 R_L 发生改变,输出电压 U_{out} 也能基本保持120 V不变,满足式(8),满足2.3节中关于优化 C_p 对LCC-S补偿网络的恒压输出特性影响不大的假设。



(a) 负载 $R_L=10 \Omega$

(a) Load $R_L=10 \Omega$

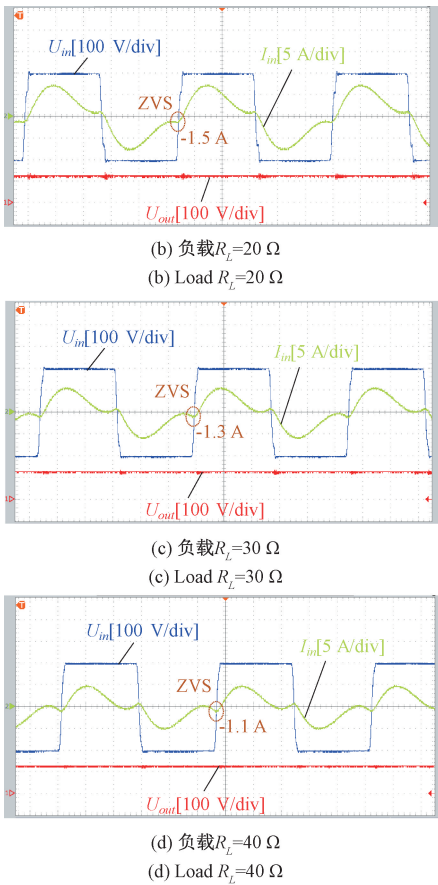


图 11 不同负载下逆变器输出电压电流及负载电压波形
Fig. 11 Inverter output voltage current and load voltage waveform under different loads

分别测试优化 C_p 前后不同负载下系统的效率 η , 并绘制 η 随 R_L 变化的曲线如图 12 所示。可以看到, 优化 C_p 前系统最大效率为 92.28%, 优化 C_p 后系统最大效率为 93.31%, 即通过优化补偿电容 C_p 实现 ZVS, 使系统的最大效率提高了 1.03%。

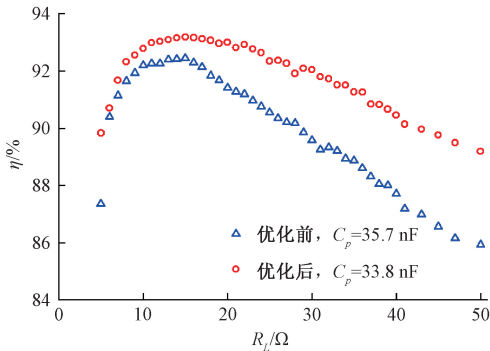


图 12 优化 C_p 前后系统效率随 R_L 变化曲线
Fig. 12 The change curve of system efficiency with R_L before and after C_p is optimized

3.3 最优负载偏移分析

由之前的分析可知, 逆变器和整流器损耗会导致最优负载发生偏移, 此时匹配的最优负载对应的效率将不再是最大效率点, 将图 12 中实现 ZVS 后系统实际测试的效率曲线与图 8 中的理论计算效率曲线进行比较, 对比结果如图 13 所示。

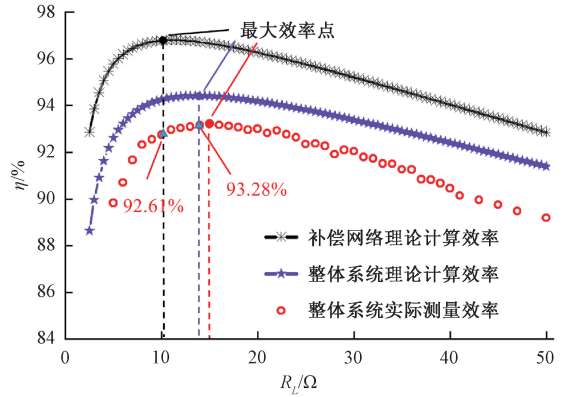


图 13 理论计算与实测的系统效率随 R_L 变化曲线
Fig. 13 Theoretical and measured system efficiency curves as a function of R_L

从实际测试结果来看, 系统实际最优负载为 15 Ω , 对应最大效率为 93.31%, 此时输出电压 U_{out} 为 120 V, 输出功率为 960 W, 最大效率点处逆变器的输出电压、电流与负载电压波形如图 14 所示。

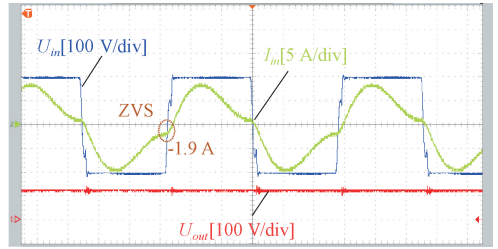


图 14 最大效率点处逆变器输出电压电流与负载电压
Fig. 14 Inverter output voltage, current, and load voltage at the maximum efficiency point

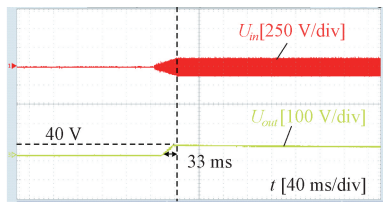
当仅考虑补偿网络损耗时, 系统的理论计算最大效率点对应最优负载为 10.3 Ω , 对应实际效率 92.61%。而在考虑逆变器和整流器损耗后, 理论计算得到的最大效率点对应最优负载为 14 Ω , 对应实际效率 93.28%, 与传统方法相比, 最优负载误差减少了 24.6%, 最大效率提升了 0.67%。这意味在考虑逆变器和整流器损耗后, 得到的最优负载值与实际最优负载更接近, 改善了最大效率点的偏移, 此时再通过阻抗匹配的方法进行最大效率追踪将获得更高的效率。图 14 中理论计算效率与实际测量结果之间存在的误差是元件参数的微小偏差以及线路的寄生参数造成的。

3.4 复合控制实验结果

为验证理论分析,在实验装置中接入 Buck 电路和 Buck-Boost 电路,采用 PI 控制调节负载端输出电压 U_{out} ,最大效率追踪采用 Buck-Boost 阻抗匹配控制方法。分别在启动以及负载变化两种实验条件下,观测系统的响应速度与控制效果。

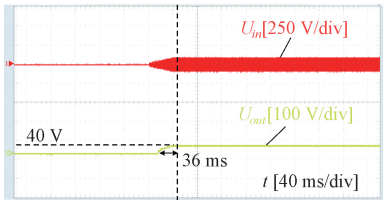
1) 系统启动过程中的性能测试结果

为观测 PI 控制下的闭环系统的启动性能,设置输入电压 U_{dc} 为 200 V,输出参考电压 U_{out_ref} 为 40 V,负载大小分别设置为 5、10、20 及 30 Ω 。测试得到的启动过程中逆变器输出电压 U_{in} 、负载输出电压 U_{out} 输出波形如图 15 所示。



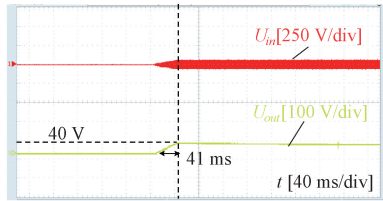
(a) 负载 $R_L=5\ \Omega$

(a) Load $R_L=5\ \Omega$



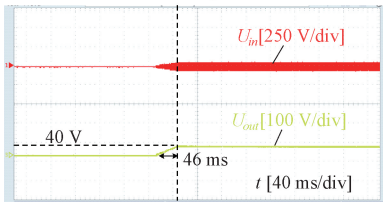
(b) 负载 $R_L=10\ \Omega$

(b) Load $R_L=10\ \Omega$



(c) 负载 $R_L=20\ \Omega$

(c) Load $R_L=20\ \Omega$



(d) 负载 $R_L=30\ \Omega$

(d) Load $R_L=30\ \Omega$

图 15 系统启动瞬态波形

Fig. 15 System start-up transient waveforms

由图 15 可见,在不同的负载条件下,系统启动时间存在差异,且负载越大,系统输出电压到达设定值所需时间越长,响应速度越慢。但从多个负载阻值下的响

应时间来看,系统都能以较快的速度完成调节并保持稳定。

2) 负载变化时恒压输出和最大效率跟踪控制验证

设置输入电压 U_{dc} 为 200 V,输出参考电压 U_{out_ref} 为 40 V。当负载从 5 Ω 跳变到 10 Ω 时,逆变器输出电压 U_{in} 、输出电压 U_{out} 以及 Buck-Boost 电路输入电压 U_3 波形如图 16 所示。

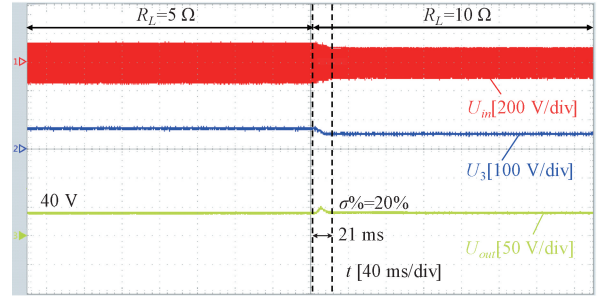


图 16 负载跳变时瞬态波形

Fig. 16 Transient waveforms during load transitions

从图 16 可以看出,当负载阻值突然增大时,根据式(26)可知,副边 Buck-Boost 电路通过增大占空比 d_2 进行阻抗匹配,实现最大效率追踪。但随着 d_2 的增加, U_{out} 也会随之增加,此时通过调节原边 Buck 电路开关管的占空比 d_1 ,减小逆变器的输入电压 U_2 ,进而改变 Buck-Boost 电路输入电压 U_3 ,维持输出电压 U_{out} 稳定,实验结果与理论分析一致。此外,在闭环控制下,系统需要 21 ms 的响应时间即可重新达到稳态,超量为 20%,具有良好的动态稳定性。

3) 系统效率分析

为验证最大效率跟踪和恒压输出控制方法,以及减小最优负载偏移误差提升系统最大效率方法的有效性,测试得到不同情况下系统效率和输出电压与负载 R_L 的关系曲线如图 17 所示。

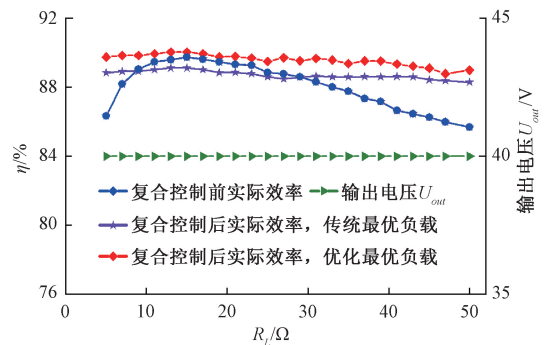


图 17 系统效率和输出电压与 R_L 的关系

Fig. 17 System efficiency and output voltage versus R_L

图 17 中,两条复合控制后的曲线分别为系统输入电

压 U_{dc} 为 200 V,输出参考电压为 U_{out_ref} 为 40 V,分别匹配优化后的最优负载与传统最优负载时,系统效率和输出电压与负载 R_L 的关系。复合控制前的曲线为不进行最大效率跟踪控制和恒压控制时,系统效率和输出电压与负载 R_L 的关系。为了将输出电压与有恒压控制时保持一致,利用 LCC-S 补偿的恒压输出特性,将 U_{dc} 保持 200 V 不变,Buck 电路的占空比 d_1 设置为 0.4,此时由式(28)可以计算出 Buck-Boost 电路的占空比 d_2 为 0.45。

从图 17 中可以看出,没有最大效率跟踪控制和恒压控制时,系统效率随负载的变化先增大后下降,存在一个最大效率点。加入最大效率跟踪控制和恒压控制后,Buck-Boost 电路可以根据最优负载实时调整占空比 d_2 ,使系统始终工作在最大效率点上,尽管增加阻抗匹配和恒压控制电路会导致额外的功率损耗,但在负载变化时降低了系统传输效率波动,并始终保持输出电压恒定。此外,当使用传统方法,将补偿网络最优负载最为整体系统最优负载进行阻抗匹配时,系统最大效率只能在 88.9% 左右;而在匹配考虑逆变器与整流器损耗后得到的整体系统最优负载后,复合控制下系统的平均效率达

到了 90%。因此,减少最优负载偏移误差方法以及复合控制方法是有效的。

3.5 与现有技术对比

表 3 给出了所提最大效率追踪方法与现有文献方法的比较。可以看出,传统方法如文献[3,9,12-13]均将变流器看作是无损的,通过对补偿网络效率表达式关于等效负载求偏导,得到补偿网络的最优负载进行阻抗匹配,然后采用不同的控制器调节输出电压。然而,这种最大效率追踪控制方法将补偿网络的最优负载作为整体系统的最优负载,导致阻抗匹配的最大效率点与实际系统最大效率点之间存在偏移误差,这是传统方法效率相对较低的重要原因。而所提方法通过构建 WPT 系统效率量化模型,将整体系统的最优负载作为阻抗匹配对象进行最大效率追踪控制,使阻抗匹配的最大效率点更接近实际最大效率点,提高了系统传输效率。此外,还通过优化补偿电容参数实现了逆变器 ZVS 运行,进一步提升系统效率。综上,所提方法的贡献在于减少阻抗匹配时最优负载的偏移误差,提高系统在复合控制下的极限效率。

表 3 与现有文献方法的对比
Table 3 Comparison with methods from existing literatures

文献	考虑变流器损耗	阻抗匹配的最优负载	零电压开通	输出电压/V	输出电压/V	输出电压控制器	输出电压调节时间/ms	最大效率/%
本文	是	WPT 系统	是	40	40	PI	21	90.03
[3]	否	补偿网络	否	20/30	20/30	前馈 PI	22	86.60
[9]	否	补偿网络	否	30	30	PI	150	84.27
[12]	否	补偿网络	否	24	24	鲁棒	32	84.53
[13]	否	补偿网络	否	20	20	线性自抗扰	10	85.70

4 结 论

针对 WPT 系统最大效率点偏移的问题,将逆变器和整流器损耗纳入系统效率分析,提出一种减小最优负载偏移误差的最大效率跟踪和恒压输出的复合控制方法。建立了非线性整流桥负载等效模型以及系统的效率量化模型,定量地讨论了逆变器和整流器损耗对 WPT 系统效率特性的影响。同时,通过补偿参数的优化设计,实现了逆变器宽范围 ZVS 运行。最后,在副边采用 Buck-Boost 电路实现阻抗匹配,在原边采用 Buck 电路调节输出电压。实验结果表明,基于所提方法设计的无线充电系统,与传统最优负载理论指导下设计的系统相比最高效率提升了 1.1%,有效减小了最优负载偏移误差,系统能在较宽的负载变化范围内,始终保持高效运行并实现恒压输出。

参考文献

[1] 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.

[2] 王立超,颜国正,姜萍萍,等. 抗线圈偏移与倾斜的人工肛门括约肌经皮能量传输系统[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(1): 189-199.
WANG L CH, YAN G ZH, JIANG P P, et al. Transcutaneous energy transfer system for artificial anal sphincter resistant to coil offset and rotation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(1):189-199.

[3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] ZHONG W X, HUI S Y R. Maximum energy efficiency tracking for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(7): 4025-4034.
- [7] 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.
- [8] WANG K Y, ZENG J M, YANG Y, et al. A general maximum energy efficiency tracking scheme for domino wireless power transfer systems with quasi-load-independent outputs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 1840-1852.
- [9] 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.
- [10] 吴月宝,赵晋斌,张少腾,等. 基于径向基神经网络的多负载无线电能传输系统自适应阻抗匹配方法[J]. 电工技术学报, 2021, 36(19): 3969-3977.
- WU Y B, ZHAO J B, ZHANG SH T, et al. An adaptive impedance matching method based on radial basis function neural network in multi-load wireless power transfer systems[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(19): 3969-3977.
- [11] 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.
- [12] XIA CH Y, LI X Y, SUN Q Q, et al. Integrated control method for constant output voltage and maximum efficiency tracking of bilateral LCL compensation ICPT system[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(10): 1956-1965.
- [13] 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.
- [14] 吕双庆,陈文洁,胡秀芳. 离散时间迭代的 LCC-S 型无线电能传输系统建模及稳定性分析[J]. 电机与控制学报, 2023, 27(8): 1-15.
- LYU SH Q, CHEN W J, HU X F. Modeling and stability analysis of LCC-S compensated WPT system based on discrete-time iteration[J]. Electric Machines and Control, 2023, 27(8): 1-15.
- [15] 胡秀芳,王跃,吕双庆,等. 基于激活函数的 LCC-S 型无线电能传输系统建模和稳定性分析[J]. 电工技术学报, 2023, 38(6): 1553-1563.
- HU X F, WANG Y, LYU SH Q, et al. Modeling and stability analysis of wireless power transfer system with an LCC-S compensated network based on activation function[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(6): 1553-1563.
- [16] KIM J, SON H C, KIM D, et al. Optimal design of a wireless power transfer system with multiple self-resonators for an LED TV[J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2012, 58(3): 775-780.
- [17] YEO T D, KWON D S, KHANG S T, et al. Design of maximum efficiency tracking control scheme for closed-loop wireless power charging system employing series resonant tank[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(1): 471-478.

- [18] KUSAKA K, ITOH J I. Experimental verify-cation of rectifiers with SiC/GaN for wireless power transfer using a magnetic resonance coupling[C]. IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2011: 1094-1099.
- [19] YAN ZH CH, ZHANG Y M, KAN T Z, et al. Frequency optimization of a loosely coupled underwater wireless power transfer system considering eddy current loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3468-3476.
- [20] RAMEZANI A, FARHANGI S, IMAN-EINI H, et al. Optimized LCC-Series compensated resonant network for stationary wireless EV chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(4): 2756-2765.
- [21] LI H CH, FANG J Y, CHEN SH X, et al. Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5492-5501.
- [22] 王智慧, 吕潇, 孙跃, 等. 谐振式无线电能传输系统损耗模型[J]. 电工技术学报, 2014, 29(9): 17-21.
WANG ZH H, LYU X, SUN Y, et al. Modeling of power loss in resonant wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(9): 17-21.
- [23] SUN Y, LIAO ZH J, YE ZH H, et al. Determining the maximum power transfer points for MC-WPT systems with arbitrary number of coils [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(11): 9734-9743.
- [24] HU H SH, CAI T, DUAN SH X, et al. An optimal variable frequency phase shift control strategy for ZVS operation within wide power range in IPT systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5517-5530.
- [25] WANG X Q, XU J P, MA H B, et al. Inductive power transfer systems with digital switch-controlled capacitor for maximum efficiency point tracking [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9467-9480.

作者简介



E-mail: 20190029@cqut.edu.cn

Geng Yuyu (Corresponding author) received the B.Sc. and Ph.D. degrees from Beijing Jiaotong University in 2014 and 2019, respectively. He is currently a lecturer and master's degree supervisor at the School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology. His research mainly focuses on high-power wireless power transfer technology, and the electromagnetic performance evaluation models and suppression methods of on-board power supplies.



陈华国, 2022 年于重庆科技大学获得学士学位, 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: 1715110060@qq.com

Chen Huaguo received the B.Sc. degree in electrical engineering and automation from Chongqing University of Science and Technology in 2022. His main research interest is wireless power transfer.



王涛, 2013 年和 2019 年于重庆大学获得学士和博士学位, 现为重庆理工大学电气与电子工程学院讲师, 硕士生导师。主要从事功率变换器共性化基础理论技术研究及大功率、高性能电机控制算法及拓扑研究。

E-mail: wangtao20190031@cqut.edu.cn

Wang Tao received the B.Sc. and Ph.D. degree from Chongqing University in 2013 and 2019, respectively. He is currently a lecturer and master's degree supervisor at the School of Electrical and Electronic Engineering, Chongqing University of Technology. His main research interests include the common basic theoretical technologies of power converters, as well as the research on control algorithms and topologies for high-power and high-performance motors.