

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.1.200

中图分类号: TM724

文献标志码: A

# 低成本具备最大效率追踪功能的WPT系统

王长清<sup>1,2,3</sup>, 蒋 帅<sup>1,2,3</sup>, 贺坤宇<sup>1,2,3</sup>, 王 萌<sup>1,2,3</sup>, 耿 直<sup>1</sup>, 王振玲<sup>4</sup>  
(1.河南师范大学电子与电气工程学院, 新乡 453007; 2.河南省光电传感集成应用重点实验室, 新乡 453007; 3.增材智能制造河南省工程实验室, 新乡 453007; 4.无锡职业技术学院物联网工程学院, 无锡 214121)

**摘要:** 为解决电动汽车动态充电过程中因负载电阻和耦合系数时刻波动造成的系统恒压输出不稳和效率低下的问题, 提出1种新型双边控制方案。通过调节发射端高频逆变器脉宽角 $\theta$ 实现恒压控制输出, 通过调节接收端可控整流器脉宽角 $\varphi$ 实现系统最大效率追踪控制。理论分析证明当导数 $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$ 为1个特定常数时, 系统可以始终工作在最大效率运行条件下。与同类型最大效率追踪控制方案相比, 该方案不需要在发射端安装昂贵的电流或功率传感器, 一定程度上降低了系统的开发成本。为验证所提方案的合理性, 搭建了1台额定功率为360 W的验证性实验装置, 实验结果充分证明所提方案的合理性和有效性。

**关键词:** 高频逆变器; 可控整流器; 恒压; 双边控制; 最大效率追踪

## Low-cost WPT System with Maximum Efficiency Tracking Function

WANG Changqing<sup>1,2,3</sup>, JIANG Shuai<sup>1,2,3</sup>, HE Kunyu<sup>1,2,3</sup>, WANG Meng<sup>1,2,3</sup>,  
GENG Zhi<sup>1</sup>, WANG Zhenling<sup>4</sup>

(1. College of Electronics and Electrical Engineering, Henan Normal University, Xinxiang 453007, China; 2. Henan Key Laboratory of Optoelectronic Sensing Integrated Application, Xinxiang 453007, China; 3. Henan Engineering Laboratory of Additive Intelligent Manufacturing, Xinxiang 453007, China; 4. School of Internet of Things Engineering, Wuxi Institute of Technology, Wuxi 214121, China)

**Abstract:** To solve the problems of constant-voltage output instability and low efficiency caused by load resistance and coupling coefficient fluctuations in the dynamic charging process of an electric vehicle, a novel dual-side control scheme is proposed. In this scheme, the constant-voltage control output is realized by adjusting the pulse width angle  $\theta$  of a high-frequency inverter at the transmitter, and the maximum efficiency tracking (MET) control of the system is realized by adjusting the pulse width angle  $\varphi$  of a controllable rectifier at the receiver. Through theoretical analysis, it is proved that when the derivative  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  is a specific constant, the system can always work under the operating condition of maximum efficiency. Compared with the same type of MET control scheme, the proposed scheme does not need to install expensive current or power sensors on the transmitter, which reduces the system's development cost to a certain extent. To verify the rationality of the proposed scheme, an experimental verification device with a rated power of 360 W was built, and experimental results fully proved the rationality and effectiveness of this scheme.

**Keywords:** High-frequency inverter; controllable rectifier; constant voltage; dual-side control; maximum efficiency tracking (MET)

收稿日期: 2022-03-15; 修回日期: 2022-04-19; 录用日期:

2022-05-05; 网络首发日期: 2022-05-27

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52177004)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 52177004

无线电能传输 WPT(wireless power transfer)技术因其安全、美观、高效和适应能力强等优势已成为电力电子研究领域的热点。目前该技术已逐渐深入到日常生活中的各种电气设备应用中, 如便携式

消费电子<sup>[1-2]</sup>、医疗器械<sup>[3-4]</sup>、高功率电动汽车<sup>[5-6]</sup>和 水下充电<sup>[7-8]</sup>等。WPT 系统在实际的工业和商业应用中一般用来为电气设备提供高效率的恒压源。然而, 在大多数应用中, 耦合系数和负载电阻并不总是恒定的, 尤其是在电动汽车动态充电过程中, 耦合系数和电池负载都将持续不断地发生改变<sup>[9-12]</sup>。

对此, 文献[13]提出 1 种实时耦合系数估算系统, 能够实现不受时变负载电阻和耦合系数变化影响的恒压输出和最大效率追踪 MET(maximum efficiency tracking)控制, 但其耦合系数的估算需要繁琐的计算过程, 增加了控制器的复杂性; 文献[14]在接收机上插入降压-升压电路, 通过连续微调高频逆变器 HFI(high-frequency inverter)的输入电压, 以寻找近似恒定输出功率的最小输入功率, 从而实现系统的恒压输出和最大效率追踪; 文献[15]提出 1 种更高效的获得稳定输出电压和最大化系统效率的离散滑模控制方法, 通过接收端降压-升压电路调整系统输出电压, 通过发射端控制器调整 HFI 的脉宽角搜索最小直流输入电流, 以实现 MET 控制, 但由于 DC-DC 变换器的引入, 不仅增加了额外的硬件成本, 还使系统变得更为笨重, 因此越来越多的研究人员将注意力转向 1 种新兴的双边控制技术; 文献[16]提出 1 种基于 LCC 补偿的负载估算和效率追踪的双边控制技术, 实现了与文献[14-15]相同的功能; 文献[17]提出 1 种双边协同控制的方法以同时实现系统的恒流输出和 MET 控制, 其中接收端的可控整流器 CR(controllable rectifier)负责恒流输出, 而发射端控制器通过扰动观测法来寻找最小的直流输入电流, 进而实现系统效率最大化; 文献[18]将主谐振电路和次谐振电路的电流比调整为固定值来匹配最优负载, 以实现 WPT 系统的 MET 控制。上述文献中提供的解决方案可以在不同负载电阻和耦合系数下有效实现恒压或恒流输出和 MET 控制, 然而这些解决方案中, 发射机上昂贵的功率和电流传感器增加了额外的硬件成本, 不利于商业和工业上的大量推广。

基于实际应用要求及上述 MET 方法存在的各种问题, 本文提出 1 种新型双边控制方案, 以实现

WPT 系统不受耦合系数和负载电阻变化限制的恒压输出和 MET 控制功能。在所提 WPT 系统中, 发射端 HFI 通过调节其脉宽角  $\theta$  来保持恒压输出, 而接收端 CR 通过调节其脉宽角  $\varphi$  来实现 MET 控制。所提方案不需要复杂和繁琐的计算来实时预估耦合系数, 且发射机上不需要昂贵的功率或电流传感器。

## 1 理论分析

### 1.1 系统结构概述

本文所提双边 LCC 补偿 WPT 系统架构如图 1 所示。图中:  $V_D$  为系统的恒定直流输入电压源, 通过由 4 个功率开关 MOSFETs( $Q_1 \sim Q_4$ )组成的高频逆变器 HFI 转化为高频方波交流电压  $U_1$ ; 初级串联补偿电感  $L_1$ 、初级并联补偿电容  $C_1$ 、初级串联补偿电容  $C_T$  和能量发射线圈自感  $L_T$  构成发射端; 次级串联补偿电感  $L_2$ 、次级并联补偿电容  $C_2$ 、次级串联补偿电容  $C_R$  和能量接收线圈自感  $L_R$  构成接收端;  $R_T$ 、 $R_R$  分别为  $L_T$ 、 $L_R$  的寄生电阻,  $M$  为收发侧线圈的互感; 接收端的可控整流器 CR 由 4 个功率开关 MOSFETs( $Q_5 \sim Q_8$ )组成, 负责将高频方波电压  $U_0$  转换为直流充电电压  $V_B$ , 整流器后级的滤波器电容  $C_F$  用于稳定  $V_B$ ;  $R_B$  为负载等效电阻。

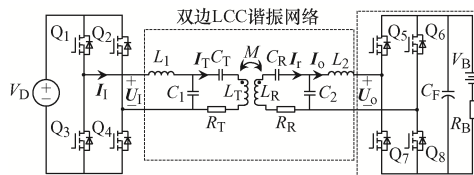


图 1 双边 LCC 补偿 WPT 系统架构

Fig. 1 Architecture of dual-side LCC compensated WPT system

本文选择双边 LCC 谐振回路对该方法进行分析的原因是: ①在相对远程功率传输或位置偏差引起的耦合系数相对较低的情况下, 双边 LCC 谐振回路比 SS 谐振回路具有更好的性能和更高的效率, 这是双边 LCC 谐振回路的主要优点<sup>[19]</sup>; ②与 SS 谐振回路相比, 双边 LCC 谐振回路受线圈自感和补偿电容等元件参数波动的影响较小<sup>[20]</sup>; ③双边 LCC 谐振回路中收发端能量线圈及相应的串联补偿电容上的电流和电压应力均小于 SS 谐振回路<sup>[21]</sup>。

## 1.2 双边 LCC 补偿拓扑效率分析

为便于分析,采用基波近似 FHA(fundamental harmonic approximation)分析法,所有的高次谐波均可忽略。图 2 为系统的简化等效电路,其中  $R_E$  代表图 1 最右侧虚线框选中的等效电阻,其函数关系式可以表示为

$$R_E = \frac{8}{\pi^2} R_B \sin^2 \frac{\varphi}{2} \quad (1)$$

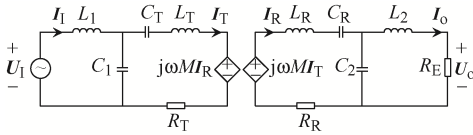


图 2 双边 LCC 补偿 WPT 系统的等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of dual-side LCC compensated WPT system

$I_1$ 、 $I_T$ 、 $I_R$  和  $I_0$  分别表示流过各自环路的电流相量,  $U_1$  和  $U_0$  分别表示等效电路的输入电压相量和输出电压相量,其有效值 RMS(root mean square)  $U_1$  和  $U_0$  可表示为

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_D \sin \frac{\theta}{2} \quad (2)$$

$$U_0 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_B \sin \frac{\varphi}{2} \quad (3)$$

根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law), 双边 LCC 拓扑电路的数学关系可表示为

$$\begin{cases} U_1 = \left( j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_1 - \frac{1}{j\omega C_1} I_T \\ 0 = -\frac{1}{j\omega C_1} I_1 + \left( R_T + j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} + \frac{1}{j\omega C_1} \right) I_T - j\omega M I_R \\ 0 = -j\omega M I_T + \left( R_R + j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + \frac{1}{j\omega C_2} \right) I_R - \frac{1}{j\omega C_2} I_0 \\ 0 = -\frac{1}{j\omega C_2} I_R + \left( j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + R_E \right) I_0 \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $\omega$  为系统工作角频率。

为消除系统元件引入的无功功率,需使系统工作在谐振状态,其满足的表达式可表示为

$$\begin{cases} j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \\ j\omega L_T + \frac{1}{j\omega C_T} + \frac{1}{j\omega C_1} = 0 \\ j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_R} + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \\ j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

将式(5)代入式(4),输入电流相量和输出电流相量的 RMS 可分别表示为

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\omega^2 L_2^2 R_T + R_E (\omega^2 M^2 + R_T R_R)}{\omega^2 L_1^2 (\omega^2 L_2^2 + R_R R_E)} U_1 \\ I_0 = \frac{\omega M L_2}{L_1 (\omega^2 L_2^2 + R_R R_E)} U_1 \end{cases} \quad (6)$$

根据  $P_1 = U_1 I_1$ 、 $P_0 = I_0^2 R_E$ , 系统效率可推导为

$$\eta = \frac{P_0}{P_1} = \frac{\omega^4 M^2 L_2^2 R_E}{(\omega^2 L_2^2 + R_R R_E) [\omega^2 L_2^2 R_T + R_E (\omega^2 M^2 + R_T R_R)]} \quad (7)$$

式中,  $P_1$  和  $P_0$  分别为系统的输入功率和输出功率。

根据式(7)和耦合系数公式  $k = M/(L_T L_R)^{1/2}$  可知,系统效率与耦合系数  $k$ 、负载电阻  $R_E$  有关,证明了负载电阻和耦合系数是影响系统效率的主要因素。此外,根据不等式  $\partial \eta / \partial M > 0$  可得,系统效率与耦合系数呈正相关性,意味着系统效率会随耦合系数的增大而增大。同时根据不等式  $\partial^2 \eta / \partial^2 R_E < 0$  可知,系统存在 1 个使效率最大化的最佳负载,因此可以通过选择最优负载来最大限度提高系统效率。根据等式  $\partial \eta / \partial M = 0$ , 最大系统效率点对应的最佳负载可表示为

$$R_E |_{\text{optimal}} = \frac{\omega^2 L_2^2}{\sqrt{\omega^2 M^2 + R_T R_R}} \sqrt{\frac{R_T}{R_R}} \quad (8)$$

为更加直观地表述上述分析结果,设计 1 组系统电路参数见表 1。根据式(7)和表 1,绘制出负载电阻  $R_E$  在 0~30  $\Omega$  范围内不同互感  $M$  所对应的系统效率曲线,如图 3 所示。可见,系统效率受  $R_E$  和  $M$  影响,而且在不同互感条件下,存在 1 个使系统效率最大化的最佳负载电阻  $R_E$ 。

表1 系统设计参数

Tab. 1 Design parameters of system

参数	设计值
工作频率 $f/\text{kHz}$	85
能量发射线圈自感 $L_T/\mu\text{H}$	100
能量接收线圈自感 $L_R/\mu\text{H}$	100
互感 $M/\mu\text{H}$	16~28
初级串联补偿电感 $L_1/\mu\text{H}$	16
次级串联补偿电感 $L_2/\mu\text{H}$	16
初级串联补偿电容 $C_1/\text{nF}$	41.7
次级串联补偿电容 $C_R/\text{nF}$	41.7
初级并联补偿电容 $C_1/\text{nF}$	219.0
次级并联补偿电容 $C_2/\text{nF}$	219.0
能量发射线圈寄生电阻 $R_T/\Omega$	0.2
能量接收线圈寄生电阻 $R_R/\Omega$	0.2

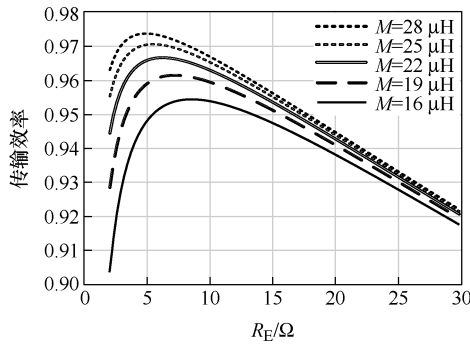


图3 负载电阻  $R_E$  为  $0\sim 30\ \Omega$  时不同  $M$  条件下的效率概况  
Fig. 3 Efficiency profile under different values of  $M$  when load resistance  $R_E$  is between  $0$  and  $30\ \Omega$

### 1.3 MET 控制方案分析

根据无线充电相关文献的研究,在电动汽车充电过程中,电池负载的等效电阻会随着充电的进行而不断增加,因此  $R_E$  不是恒定的。此外,由于位置偏差所导致的耦合系数变化不可避免,这些影响将显著降低系统效率。因此时刻追踪充电过程中的最优电池负载是提高系统效率的关键。

假设接收端整流器无损,根据功率守恒定理可得

$$I_o^2 R_E = V_B^2 / R_B \quad (9)$$

根据式(6)和式(9),逆变器的输出电压的有效值  $U_1$  可以推导为

$$U_1 = \frac{V_B}{\sqrt{R_E R_B}} \frac{L_1(\omega^2 L_2^2 + R_R R_E)}{\omega M L_2} \quad (10)$$

将式(1)代入式(10),  $U_1$  进一步推导为

$$U_1 = \frac{\pi V_B}{2\sqrt{2}M} \left[ \frac{\omega L_1 L_2}{R_B \sin(\varphi/2)} + \frac{8R_R L_1 \sin(\varphi/2)}{\pi^2 \omega L_2} \right] \quad (11)$$

再将式(2)代入式(11),  $\sin(\theta/2)$  和  $\sin(\varphi/2)$  之间的数学函数关系可表示为

$$\sin \frac{\theta}{2} = \frac{V_B L_1 [\pi^2 \omega^2 L_2^2 + 8R_R R_B \sin^2(\varphi/2)]}{8\omega V_D L_2 M R_B \sin(\varphi/2)} \quad (12)$$

为实现系统的最大传输效率,需要在最优等效负载点处找到  $\theta$  和  $\varphi$  之间相应的函数关系,因此根据式(12),  $\sin(\theta/2)$  与  $\sin(\varphi/2)$  的函数关系可进一步推导为

$$\frac{\partial[\sin(\theta/2)]}{\partial[\sin(\varphi/2)]} = \frac{V_B L_1}{V_D M} \left[ \frac{R_R}{\omega L_2} - \frac{\omega \pi^2 L_2}{8R_B \sin^2(\varphi/2)} \right] \quad (13)$$

为进一步研究  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  与  $\theta$  之间的单调性,推导出二阶偏导数  $\partial^2[\sin(\theta/2)]/\partial^2[\sin(\varphi/2)]$  的函数关系为

$$\frac{\partial^2[\sin(\theta/2)]}{\partial^2[\sin(\varphi/2)]} = \frac{\pi^2 V_B \omega L_1 L_2}{4V_D M R_B \sin^3(\varphi/2)} \quad (14)$$

在式(13)中,  $R_R \ll \omega L_2 (\omega = 2\pi f)$ , 因此不等式  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)] < 0$  恒成立,可以得出  $\theta$  与  $\varphi$  呈单调递减关系。由式(14),  $\partial^2[\sin(\theta/2)]/\partial^2[\sin(\varphi/2)]$  恒为正,可以得出  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  与  $\theta$  呈单调递增关系。因此,只要轻微增加  $\theta$ , 并将偏导数  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  与定值  $C$  逐步进行比较,最大化系统效率的条件等式  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)] = C$  最终就可以实现。

当系统在最佳等效负载点工作时,结合式(1)和式(8),使系统效率最大化的  $\sin^2(\varphi/2)$  可推导为

$$\sin^2 \frac{\varphi}{2} \Big|_{\text{optimal}} = \frac{\pi^2 \omega L_2^2}{8MR_B} \sqrt{\frac{R_T}{R_R}} \quad (15)$$

将式(15)代入式(13),  $\theta$  和  $\varphi$  之间使系统效率最大化的数学函数关系式可以表示为

$$\frac{\partial[\sin(\theta/2)]}{\partial[\sin(\varphi/2)]} \Big|_{\text{optimal}} = \frac{\pi^2 V_B}{V_D M} \left( \frac{R_R L_1}{\pi^2 \omega L_2} - \frac{M L_1}{\pi^2 L_2} \sqrt{\frac{R_R}{R_T}} \right) \quad (16)$$

由于次级能量接收线圈内阻  $R_R \ll \pi^2\omega$ , 因此式(16)可以进一步简化为

$$\left. \frac{\partial[\sin(\theta/2)]}{\partial[\sin(\varphi/2)]} \right|_{\text{optimal}} \approx -\frac{V_B L_1}{V_D L_2} \sqrt{\frac{R_R}{R_T}} = C \quad (17)$$

根据式(17)可知, 系统效率最大化的最佳等效负载点处的一阶偏导  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  与时变负载电阻  $R_B$  无关, 只受系统的直流输入电压  $V_D$ 、直流输出电压  $V_B$ 、初级串联补偿电感  $L_1$ 、次级串联补偿电感  $L_2$  及能量收发线圈内阻的影响。一般来说, 在确定参数的 WPT 系统中, 系统的直流输入电压  $V_D$  保持恒定, 系统的直流输出电压  $V_B$  通过调节 HFI 的脉宽角  $\theta$  保持恒定, 而  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $R_T$ 、 $R_R$  在充电过程中几乎不发生改变, 可以近似看作常数。因此对于具有双边控制方案的双边 LCC 拓扑, 当系统传输效率达到最大值时,  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]$  总为固定值  $C$ , 不受互感  $M$  和时变负载电阻  $R_B$  的影响。

## 2 双边控制方案的实施

在多数无线充电应用中, 一方面需要给负载提供恒定的电压输出, 另一方面需要考虑系统的整体功率传输效率。因此在系统设计中, 本文要实现 2 个控制目标, 即恒压充电和最大效率追踪。本文所提 WPT 系统的双边控制架构如图 4 所示, 其中发射端的控制器负责调整 HFI 的脉宽角  $\theta$  保持恒压输出, 而接收端的控制器根据式(17)连续调整 CR 的脉宽角  $\varphi$  来执行 MET 控制。

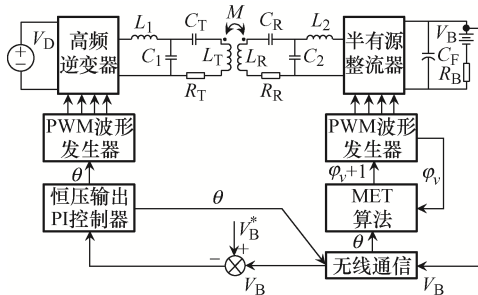


图 4 所提 WPT 系统的双边控制架构

Fig. 4 Proposed dual-side control architecture of WPT system

### 2.1 发射端恒压输出控制

在系统恒压输出的控制方案中, 通过改变 HFI 脉宽角  $\theta$  来调节系统的输出电压, HFI 的工作波形如图 5 所示。Q<sub>1</sub>~Q<sub>4</sub> 的开关时间决定了 HFI 的脉宽角  $\theta$ , 可以通过控制  $\theta$  来调节 WPT 系统的输出电压。

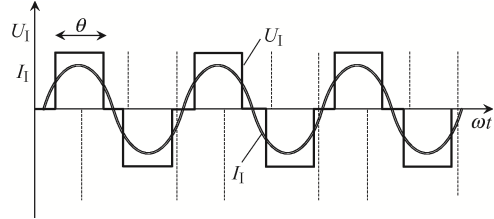


图 5 HFI 的工作波形

Fig. 5 Operating waveforms of HFI

### 2.2 接收端 MET 控制

根据上述分析, 系统可以通过调整 HFI 的脉宽角  $\theta$  来实现不受互感和负载电阻变化影响的恒压输出。但是, 在不受接收端控制器控制的情况下, 系统的输入功率可能会由于输出功率的变化而偏离最优值, 从而导致系统传输效率显著降低。因此, 通过调整 CR 的脉宽角  $\varphi$  来匹配最优系统工作点, 进而提高系统传输效率。通过调整  $\varphi$ , 进而得到不同的  $\theta$ , 在  $\varphi$  和  $\theta$  之间存在 1 个最优匹配点, 能够使系统效率最大化。式(17)为  $\varphi$  和  $\theta$  之间满足最大系统效率的具体函数关系, 因此通过调整  $\varphi$ , 使  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)] = C$ , 进而来追踪最大系统效率点。

详细流程描述如下。

**步骤 1** 确定系统的相关电路参数, 再根据式(17)计算  $C$ 。

**步骤 2** 初始化脉宽角  $\theta = 0^\circ$ 。保持脉宽角  $\varphi = 90^\circ$ , 然后逐渐增加  $\theta$ , 直至输出电压达到其预设值  $V_B$ 。

**步骤 3** 记录此时的脉宽角  $\theta$  和  $\varphi$ , 记为  $\theta_0$  和  $\varphi_0$ 。

**步骤 4** 将脉宽角微调至  $\varphi_1 = \varphi_0 + \Delta\varphi$ , 记录此时的脉宽角  $\theta_1$ 。

**步骤 5** 将步骤 3 和步骤 4 记录的  $\theta_0$ 、 $\varphi_0$ 、 $\theta_1$ 、 $\varphi_1$  代入到  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]|_0 = [\sin(\theta_1/2) - \sin(\theta_0/2)] / [\sin(\varphi_1/2) - \sin(\varphi_0/2)]$  中, 并由此计算出一阶偏导数  $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]|_0$ 。

**步骤 6** 判断公式 $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]|_0=C+\Delta C$ 是否成立。若成立, 则证明了该方案在 $(\varphi_0, \theta_0)$ 处实现了 MET 控制; 若不成立, 则证明该系统未达到最佳效率点, 继续轻微增加脉宽角  $\varphi$ , 直至方程 $\partial[\sin(\theta/2)]/\partial[\sin(\varphi/2)]|_v=C+\Delta C$ 成立, 最终确定最佳系统效率点为 $(\varphi_v, \theta_v)$ , 并记录此点。其中 $\Delta C$ 为误差值,  $v=1,2,3,\dots$ 。

显然, 所提 MET 方案仅需 2 个调整参数  $\theta$  和  $\varphi$  即可轻易实现 MET 控制, 且这 2 个调整参数  $\theta$  和  $\varphi$  可以较容易地通过接收端控制器计算获得, 而不需要功率、电流传感器等昂贵的设备测量。

### 3 实验验证

#### 3.1 恒压充电输出的实验验证

为更好地验证所提双边控制方案的合理性, 本文搭建了 1 台额定功率为 360 W 的验证性实验装置, 实验电路参数见表 2。因实验存在误差, 表 2 实验参数与表 1 设计参数略有不同。

表 2 系统实验参数

Tab. 2 Experimental parameters of system

参数	实测值
直流输入电压 $V_D/V$	60.00
直流输出电压 $V_B/V$	60.00
工作频率 $f/kHz$	85.00
能量发射线圈自感 $L_T/\mu H$	101.20
能量接收线圈自感 $L_R/\mu H$	100.90
互感 $M/\mu H$	26.54
初级串联补偿电感 $L_1/\mu H$	16.30
次级串联补偿电感 $L_2/\mu H$	16.10
初级串联补偿电容 $C_T/nF$	41.65
次级串联补偿电容 $C_R/nF$	41.71
初级并联补偿电容 $C_1/nF$	218.60
次级并联补偿电容 $C_2/nF$	219.20
能量发射线圈寄生电阻 $R_T/\Omega$	0.22
能量接收线圈寄生电阻 $R_R/\Omega$	0.22

根据所测实验参数, 得出系统负载分别为 12  $\Omega$  和 24  $\Omega$  时的实验波形, 如图 6 所示。可以清楚地看出, 图 6(a)和(b)中的系统输出电压始终稳定在 50 V, 此时发射端 HFI 的脉宽角  $\varphi$  分别为 95.8° 和

63.2°, 证明了该方案在不受时变负载电阻的影响下, 可以通过调整  $\theta$  实现系统稳定的恒压输出。值得强调的是, 在通过调整  $\theta$  进行的系统调压过程中, 接收端控制器能够自动改变  $\varphi$ , 进而获得系统潜在的最大效率。

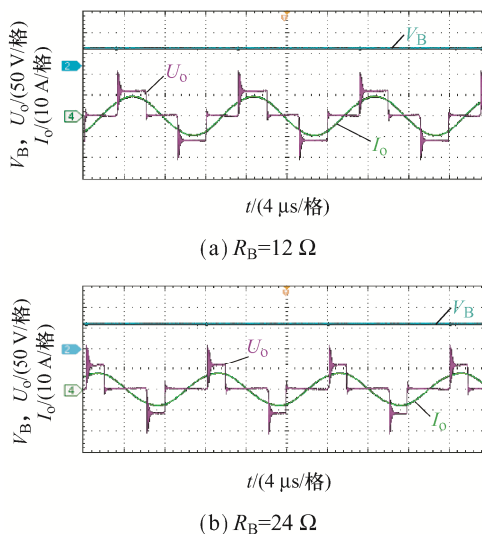


图 6 不同系统负载下系统实验波形

Fig. 6 Experimental waveforms of system under different system loads

系统负载为 24  $\Omega$  时水平错位 10 cm 和垂直错位 15 cm 条件下的实验波形如图 7 所示。显然, 图 7(a)和(b)中系统的输出电压一直保持为 50 V, 发射端 HFI 的脉宽角  $\theta$  分别为 78.8° 和 86.3°, 这表明该控

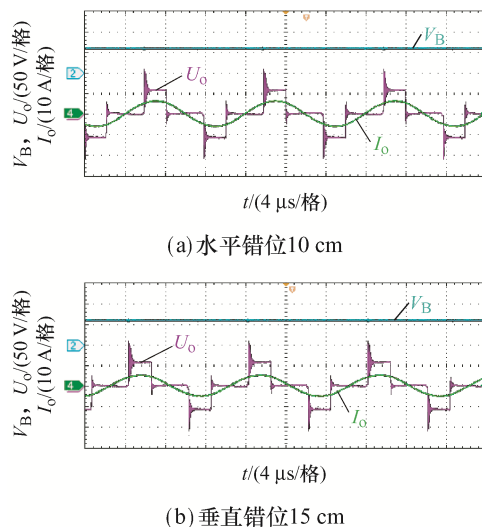


图 7 不同水平错位下系统实验波形

Fig. 7 Experimental waveforms of system under different horizontal misalignments

制方案能够通过调整  $\theta$  实现在不同偏移条件下的恒压输出。

### 3.2 MET 控制的实验验证

图 8 为该系统在负载电阻为  $24 \Omega$ 、充电盘在水平和垂直方向不偏移时,  $\varphi$  与  $\theta$ 、系统效率  $\eta$  之间的具体关系。可见, 随着  $\varphi$  的增加,  $\theta$  呈下降趋势, 而系统效率先逐渐升高再逐渐降低, 在  $\varphi$  的特定值下达到系统效率的最大值, 并获得恒压输出时相应的  $\theta$  值。这一结果有效证明了 2.2 节中所述理论分析的正确性和合理性。

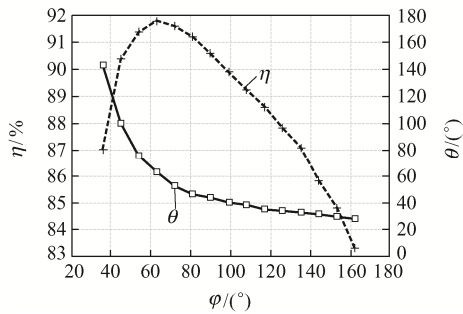
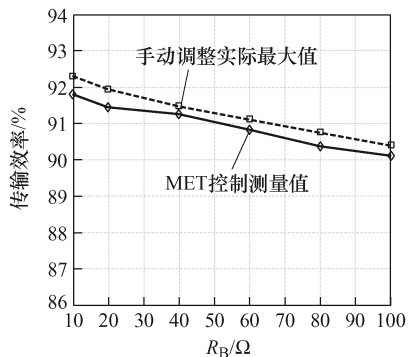


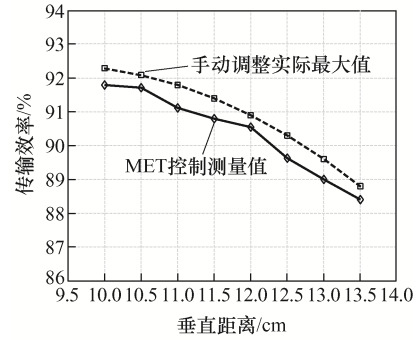
图 8  $\varphi$ 、 $\theta$  与系统效率的具体关系( $R_B=24 \Omega$ )

Fig. 8 Specific relationship among  $\varphi$ ,  $\theta$  and system efficiency ( $R_B=24 \Omega$ )

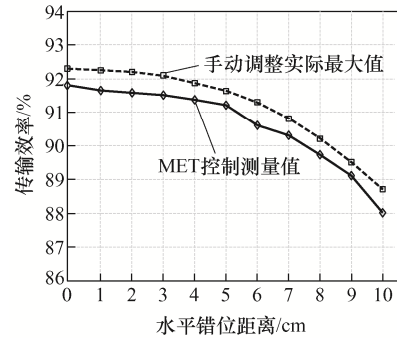
为进一步验证所提 MET 方法的追踪性能, 对比了在不同负载和充电盘间错位条件下的传输效率, 如图 9 所示。其中虚线和实线分别表示手动调整  $\varphi$  的最大效率追踪方法和所提 MET 方法对应的传输效率。图 9(a)、(b)、(c)分别为不同负载(无错位)、不同垂直距离(负载  $24 \Omega$  和无水平错位)和水平错位(负载  $24 \Omega$  和无垂直距离)情况下相应的效率曲线。可见, 所提 MET 方法的实验效率均略



(a) 不同负载情况



(b)  $R_B=24 \Omega$  的不同垂直距离情况



(c)  $R_B=24 \Omega$  的水平错位距离情况

图 9 不同条件下的效率对比曲线

Fig. 9 Curves of comparison of efficiency under different conditions

低于实际最大效率, 其主要原因是该方法未考虑 HFI、CR 和相应补偿元件的损耗。而所提追踪方法并未降低系统性能, 是因为其测量效率基本接近于实际最大效率。这也直观证明, 无论垂直距离还是水平错位, 该方法均能有效追踪系统的最大效率。

## 4 结语

本文提出了 1 种新型基于双边 LCC 拓扑的双边控制方案, 以同时实现不受时变负载电阻和耦合系数变化影响的恒压输出和 MET 控制。通过调整 HFI 脉宽角  $\theta$  来保持恒定的输出电压, 通过连续调整 CR 脉宽角  $\varphi$  实现 MET 控制。该方法不需要复杂且繁琐的计算来实时评估耦合系数, 降低了系统工作的复杂性; 不需额外引进 DC-DC 电路, 发射端不需要昂贵的电流或功率传感器, 降低了硬件成本和功率损耗。因此, 该方法具有潜在的经济价值, 值得在工业和商业中推广。

## 参考文献:

- [1] Zhang Yiming, Chen Shuxin, Li Xin, et al. Design methodology of free-positioning nonoverlapping wireless charging for consumer electronics based on antiparallel windings [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2022, 69(1): 825-834.
- [2] 王登辉, 张波. 便携式设备无线充电技术发展及关键技术[J]. *电源学报*, 2020, 18(5): 163-172.  
Wang Denghui, Zhang Bo. Development and key technologies of wireless charging for portable devices [J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(5): 163-172. (in Chinese)
- [3] 薛明, 杨庆新, 章鹏程, 等. 无线电能传输技术应用研究现状与关键问题[J]. *电工技术学报*, 2021, 36(8): 1547-1568.  
Xue Ming, Yang Qingxin, Zhang Pengcheng, et al. Application status and key issues of wireless power transmission technology [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2021, 36(8): 1547-1568. (in Chinese)
- [4] Xiao Chunyan, Cheng Dingning, Wei Kangzheng. An LCC-C compensated wireless charging system for implantable cardiac pacemakers: Theory, experiment, and safety evaluation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(6): 4894-4905.
- [5] 刘言伟, 卢闻州, 董一帆, 等. 电动汽车无线充电用方形线圈仿真优化研究[J]. *电源学报*, 2020, 18(2): 180-190.  
Liu Yanwei, Lu Wenzhou, Dong Yifan, et al. Optimal simulation study of square coils for wireless charging of electric vehicles [J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(2): 180-190. (in Chinese)
- [6] 付振勇, 王春芳, 李聃. 自动导引车无线充电系统中发射线圈优化设计[J]. *电源学报*, 2020, 18(2): 172-179.  
Fu Zhenyong, Wang Chunfang, Li Dan. Optimization design of transmitting coil for wireless charging system in automated guided vehicle [J]. *Journal of Power Supply*, 2020, 18(2): 172-179. (in Chinese)
- [7] 吴旭升, 孙盼, 杨深钦, 等. 水下无线电能传输技术及应用研究综述[J]. *电工技术学报*, 2019, 34(8): 1559-1568.  
Wu Xusheng, Sun Pan, Yang Shenqin, et al. Review on underwater wireless power transfer technology and its application [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2019, 34(8): 1559-1568. (in Chinese)
- [8] Page B R, Mahmoudian N. Simulation-driven optimization of underwater docking station design [J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 2020, 45(2): 404-413.
- [9] Yang Lin, Li Xiaoming, Liu Sheng, et al. Analysis and design of three-coil structure WPT system with constant output current and voltage for battery charging applications [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 87334-87344.
- [10] 朱郭福, 李建贵, 王隆扬, 等. 电动汽车动态无线充电系统弯道互感跌落研究及改进[J]. *电源学报*, 2024, 22(4): 228-235.  
Zhu Guofu, Li Jianguai, Wang Longyang, et al. Research and improvement of mutual inductance drop at corner in dynamic wireless charging system for electric vehicles [J]. *Journal of Power Supply*, 2024, 22(4): 228-235. (in Chinese)
- [11] 王宁, 张恒军, 杨庆新, 等. 动态载荷下 WPT 系统的特性分析与实验研究[J]. *电测与仪表*, 2021, 58(7): 104-110.  
Wang Ning, Zhang Hengjun, Yang Qingxin, et al. Characteristic analysis and experimental study of WPT system with dynamic load [J]. *Electrical Measurement & Instrumentation*, 2021, 58(7): 104-110. (in Chinese)
- [12] Yang Lin, Li Xiaoming, Liu Sheng, et al. Analysis and design of an LCCC/S-compensated WPT system with constant output characteristics for battery charging applications [J]. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2021, 9(1): 1169-1180.
- [13] Dai Xin, Li Xiaofei, Li Yanling, et al. Maximum efficiency tracking for wireless power transfer systems with dynamic coupling coefficient estimation [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(6): 5005-5015.
- [14] 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.
- [15] Yang Yun, Zhong Wenxing, Kiratipongvoot S, et al. Dynamic improvement of series-series compensated wireless power transfer systems using discrete sliding mode control [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2018, 33(7):

6351-6360.

- [16] Zhao Qiang, Wang Anna, Liu Jinglu, et al. The load estimation and power tracking integrated control strategy for dual-sides controlled LCC compensated wireless charging system [J]. IEEE Access, 2019, 7: 75749-75761.
- [17] Song Kai, Wei Ruizhi, Yang Guang, et al. Constant current charging and maximum system efficiency tracking for wireless charging systems employing dual-side control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(1): 622-634.
- [18] Zhang Wang, Wu Xiaojie, Xia Chenyang, et al. Maximum efficiency point tracking control method for series-series compensated wireless power transfer system [J]. IET Power Electronics, 2019, 12(10): 2534-2542.
- [19] Li Weihang, Zhao Han, Deng Junjun, et al. Comparison study on SS and double-sided LCC compensation topologies for EV/PHEV wireless chargers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 4429-4439.
- [20] Li Siqi, Li Weihang, Deng Junjun, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.

- [21] Li Weihang, Zhao Han, Li Siqi, et al. Integrated LCC compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(7): 4215-4225.



王长清

#### 作者简介:

王长清(1973—),男,通信作者,博士,教授。研究方向:无线电能传输、数字信号处理。E-mail: 15137391590@163.com。

蒋帅(1996—),男,硕士研究生。研究方向:无线电能传输。E-mail: 13140150535@163.com。

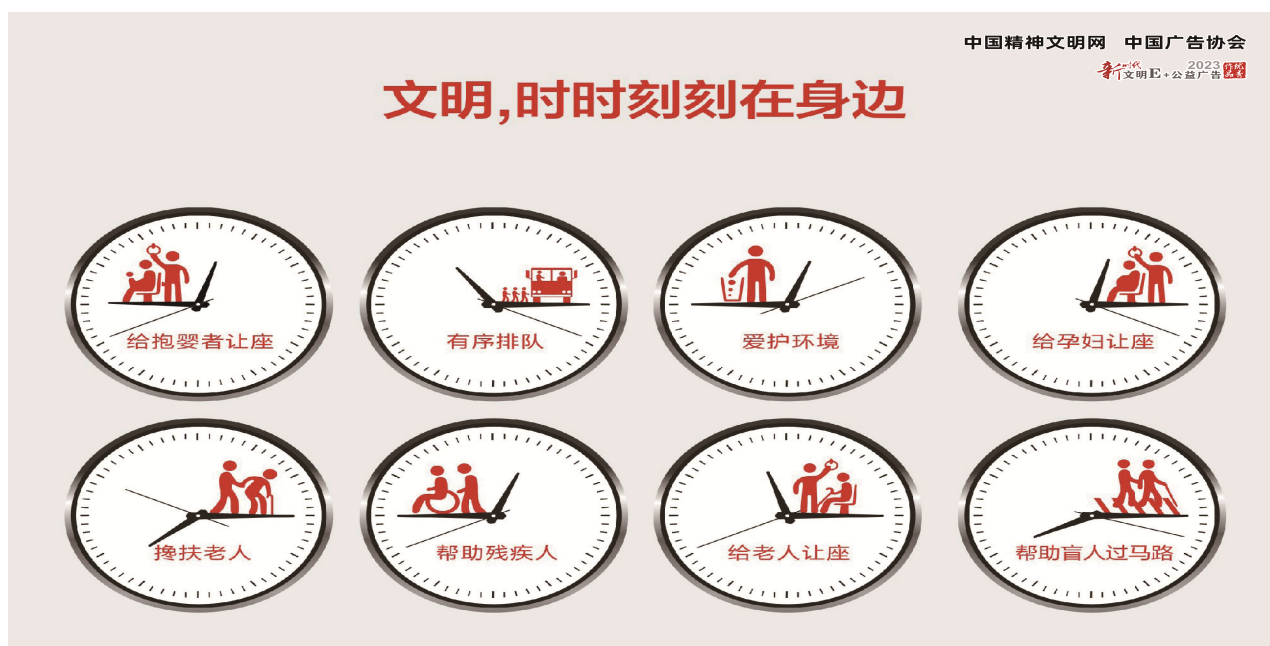
贺坤宇(1997—),男,硕士研究生。研究方向:无线电能传输。E-mail: hd13673736682@163.com。

王萌(1980—),男,博士,教授。研究方向:无线电能传输、信息传感技术。E-mail: wangmeng@htu.edu.cn。

耿直(2000—),男,本科。研究方向:无线电能传输。E-mail: gengzhi101@163.com。

王振玲(1986—),女,博士,讲师。研究方向:无线电能传输、无线通信理论。E-mail: wangzli@wxit.edu.cn。

(责任编辑:耿越)



来源:中国精神文明网