DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.7.210 **中图分类号**：TM461 **文献标志码**：A

电动汽车双向无线充电系统及其控制技术研究

王金明[1]，胡 越[1]，于长虹[1]，胡 超[2]，李海盼[3](中国电源学会学生会员)
(1.中国第一汽车股份有限公司新能源开发院，长春 130013；2.中兴新能源科技有限公司，深圳 518057；3.中国矿业大学电气工程学院，徐州 221118)

摘要：电动汽车无线充电技术具有占地面积小、方便灵活、维护成本低、与电网交互性强等优点，因此得到了广泛的研究与应用。提出了1种基于双重移相控制策略的电动汽车双向无线充电系统，通过双重移相控制策略改变一、二次侧移相角，进而改变输出功率大小；通过改变一、二次侧的电压相角差进而改变能量流动方向，最终实现“削峰填谷”的功能。首先，给出了基于双重移相控制策略的电动汽车双向无线充电系统架构，分析了其工作模式及工作原理；接着，对电动汽车双向无线充电系统控制策略进行了详细的阐述，通过改变一、二次侧的移相角和一、二次侧的电压相角差来调节系统的输出功率和方向；然后，分析了系统的工作原理和实现双向充电的控制方法;最后,在MATLAB中搭建仿真模型并且进行实验验证。结果表明，设计的电动汽车双向无线充电系统能够实现能量的双向传输，控制性能好，正反向馈电具有良好的对称性。

关键词：电动汽车；双向；无线充电；双重移相控制

Research on Bidirectional Wireless Charging System and Control Technology for Electric Vehicles

WANG Jinming[1], HU Yue[1], YU Changhong[1], HU Chao[2], LI Haipan[3], *Student Member*, *CPSS*
(1. New Energy Development Institute, China FAW Co., Ltd., Changchun 130013, China; 2. ZTE New Energy Technology Co., Ltd., Shenzhen 518057, China; 3. School of Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Xuzhou 221118, China)

Abstract: The wireless charging technology for electric vehicles has been widely studied and applied owing to its advantages of small footprint, convenience and flexibility, low maintenance cost and strong interaction with power grid. A bidirectional wireless charging system for electric vehicles based on the dual phase shift (DPS) control strategy is proposed. Through the DPS control strategy, the phase shift angle on the primary and secondary sides is changed to change the output power. By changing the phase angle difference between voltages on the primary and secondary sides, the energy flow direction is changed, and the function of “peak shaving and valley filling” is realized eventually. First, the architecture of the bidirectional wireless charging system for electric vehicles based on the DPS control strategy is presented, and its working mode and principle are analyzed. Second, the control strategy for the bidirectional wireless charging system is described in detail, and the output power and direction of the system are adjusted by changing the phase shift angle on the primary and secondary sides, as well as the phase angle difference between voltages on the primary and secondary sides. Third, the working principle for the system and the control method to realize bidirectional charging are analyzed. Finally, a simulation model was built in MATLAB, and experimental verification was carried out. Results show that the designed bidirectional wireless charging system can achieve bidirectional energy transmission, satisfying control performance and good symmetry of positive

收稿日期：2023-02-24；**修回日期**：2023-06-05；**录用日期**：2023-07-17；**网络首发日期**：2023-12-01
基金项目：吉林省重大科技专项课题资助项目(20210301018GX)
This work is supported by Major Scientific and Technological Special Projects in Jilin Province under the grant 20210301018GX

and negative charging.

Keywords: Electric vehicle; bidirectional; wireless charging; dual phase shift (DPS) control

近年来，全球气候变化对人类社会构成了巨大的威胁，传统的燃油汽车是产生温室气体的一大来源，如何减少汽车行业的碳排放成为了 1 个亟待解决的问题，而大力发展和推广新能源汽车为解决这一问题提供了有效的方案[1-4]。电动汽车作为新能源汽车中的 1 个重要分支，近年来发展尤为迅速。电动汽车可作为 1 个储能终端工作在车辆到电网 V2G(vehicle-to-grid)模式：当电动汽车不使用时，车载电池的电能销售给电网系统；当车载电池需要充电时，电能则由电网流向车辆。该模式可充分利用资源，并达到“削峰填谷”的功能[5-9]，因此，为实现 V2G 的快速发展，对电动汽车双向充电模式和方法的研究成为目前国内外研究的热点。

目前，电动汽车的双向充电技术主要有有线充电和无线充电 2 种模式。相比于有线充电模式，双向无线充电模式以占地面积小、方便灵活等优点得到了国内外的大量研究。新西兰奥克兰大学研究团队首次提出了双向无线电能传输系统的拓扑结构，并分析了系统模型的稳态条件和能量双向流动的控制方法[10-11]。文献[12]提出了 1 种适用于 1 个直流母线与多辆电动汽车或者混合动力汽车的双向功率传输系统，建立了用于电动汽车双向无线充电系统的稳态谐波数学模型，证明可以通过控制一、二次侧变换器产生的电压大小和相位差来实现对输出功率大小以及方向的控制。文献[13]分析了多个控制自由度间组合关系对变换器运行状态和线圈间传输效率的影响，提出了 1 种双向无线电能传输系统效率优化的多自由度组合的控制策略。为了实现输出大小可控。文献[14]采用了基于变频控制的方法，利用谐振网络在不同的频率下阻抗大小会发生改变、进而输出不同大小的功率的特性，通过改变开关管驱动信号的频率调节输出功率的大小。但是变频控制会改变系统的工作点使得系统无法恰好工作在谐振频率点，造成系统效率降低。文献[15-16]分析了移相控制的特点，移相控制通过控制一次侧和二次侧变换器中 4 个开关管的通断时间调节输出功率的大小和方向，具有效率高、电磁干扰低、无电压浮动问题等优点，因此得到了广泛的应用。

电动汽车双向无线充电技术可以作为分布式储备电源进行有序的充放电，通过合理的调度最终实现能量在电动汽车和电网之间的双向流动。因此，本文提出了 1 种基于双重移相控制策略的电动汽车双向无线充电系统，通过双重移相控制策略改变一、二次侧的移相角而改变输出功率的大小，通过改变一、二次侧的电压相角差而改变能量流动方向。

1　电动汽车双向无线充电系统结构及拓扑选型

1.1　电动汽车双向无线充电系统结构

电动汽车双向无线充电系统主要分为一次侧全桥变换器、磁路耦合机构、二次侧全桥变换器及负载，电路结构框图如图 1 所示。

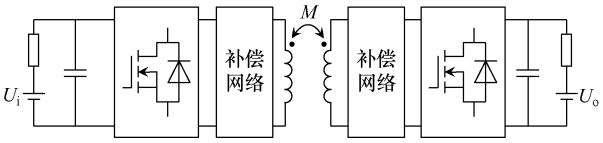


图 1　电动汽车双向充电系统电路结构框图

Fig. 1 Block diagram of circuit structure of bidirectional charging system for electric vehicles

电网侧的电能经过工频整流后转换为直流，为电动汽车双向无线充电系统提供能量。正向充电时，将整流后输出的直流电逆变为高频交流电，然后在磁路耦合机构的二次侧产生感应电势，接着整流为直流电压以驱动电池负载进行充电；反向馈电过程与正向充电过程相反，一次侧和二次侧通过磁场耦合传输能量，一次侧电路安装在地面上，而二次侧为车载端，安装在电动汽车上。

1.2　电动汽车双向无线充电系统变换器和谐振网络选择

电动汽车无线充电系统中由变换器输出的电

压为矩形波，波形中含有高次谐波。为了滤除电路中的谐波，加入补偿电路是非常必要的，在电路中加入补偿网络可以减小无功功率，使得功率因数接近于 1，增加整体的传输功率。基本的补偿方式有 4 种，分别为 S-S 补偿、S-P 补偿、P-S 补偿、P-P 补偿。

当系统的输入为电压源且补偿网络工作在谐振频率时，S-S 和 S-P 补偿方式所对应的输出电流、输出电压以及输出特性见表 1[17]。

表 1　2 种常见的谐振网络输出特性对比

Tab. 1 Comparison of output characteristics between two common resonant networks

谐振网络	输出电流	输出电压	输出特性
S-S	$\frac{2\sqrt{2}U_{\mathrm{p}}}{\pi\omega M}$	$\frac{\pi U_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{L}}}{2\sqrt{2}\omega M}$	恒流源
S-P	$\frac{2\sqrt{2}U_{\mathrm{p}}L_{\mathrm{s}}}{\pi M R_{\mathrm{L}}}$	$\frac{\pi U_{\mathrm{p}}L_{\mathrm{s}}}{2\sqrt{2}M}$	恒压源

为了实现双向充电时充电特性不变，考虑主电路结构一、二次侧完全对称，且根据分析可知，对于 S-S 补偿方式，无论是一次侧还是二次侧，补偿电容 C_{p} 和 C_{s} 的大小都与耦合系数 k 以及负载大小无关，且为恒流输出特性。因此，本文设计的电动汽车无线充电系统采用 S-S 补偿方式。

根据前文的分析，选择一、二次侧的变换器结构为全桥电路，补偿网络结构为 S-S 补偿，具体电路以及参数如图 2 所示。其中：U_{i} 和 U_{o} 分别为电源端的输入电压和电动汽车电池端的输出电压；I_{p} 和 I_{s} 分别为电源端的输出电流和电动汽车电池端向磁路耦合机构二次侧的输出电流；U_{p} 和 U_{s} 分别为变换器的 2 个 H 桥的输出电压；L_{p} 和 L_{s} 分别为一次侧和二次侧线圈的自感；C_{p} 和 C_{s} 分别为一次侧和二次侧的补偿电容；R_{p} 和 R_{s} 分别为一次侧和二次侧线圈的内阻；$\mathrm{P_1}$~$\mathrm{P_4}$ 和 $\mathrm{S_1}$~$\mathrm{S_4}$ 分别为一次侧和二次侧 H 桥的 4 个开关管。

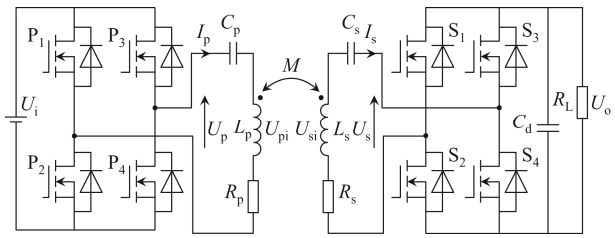


图 2　电动汽车双向无线充电系统的主电路及参数

Fig. 2　Main circuit and parameters of bidirectional wireless charging system for electric vehicles

2　电动汽车双向无线充电系统控制策略研究

2.1　双重移相控制原理分析

基于图 2 所示系统结构，为实现对输出充电电压的有效控制，主要通过对两边的变换电路进行移相控制。根据控制方法的不同，移相控制可分为单重移相控制 SPS(single phase shift)和双重移相控制 DPS(dual phase shift)，单重移相控制和双重移相控制都可以改变输出功率，但是单重移相控制策略会造成一次侧电流应力较大[18-19]，因此本文采用双重移相控制策略，控制策略的波形及流程如图 3 和图 4 所示。

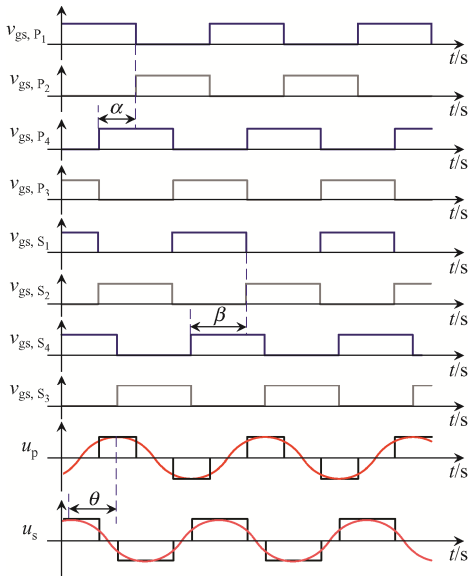


图 3　双重移相控制策略的波形

Fig. 3 Waveforms under DPS control strategy

本文中采取的充电方式为恒压充电，即充电过程中电压不变，而充电电流将随着充电过程的进行而逐渐减小，当充电器的电压和蓄电池的电压近似相等时电流接近于 0。设双重移相控制的充电系统

的一次侧 H 桥的移相角为 α，二次侧 H 桥的移相角为 β，一次侧和二次侧变换器的输出电压的相角差为 θ，通过改变一次侧和二次侧的移相角以及一、二次侧电压之间的相角差来改变系统功率传输的大小和方向，通过改变 α 和 β 来控制一次侧电流和二次侧电流的大小，进而实现恒压输出。

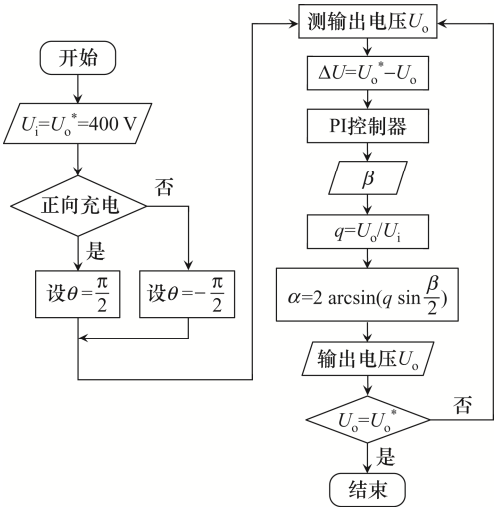


图 4　双重移相控制策略流程

Fig. 4 Flow chart of DPS control strategy

2.2 采用双重移相控制时的电能传输方向分析

一次侧和二次侧的2个全桥变换器输出的交流电压分别根据傅里叶级数展开为 α、β 和 θ 的函数，具体为

$$\begin{cases} u_{\mathrm{p}}(t)=U_{\mathrm{i}}\dfrac{4}{\pi}\displaystyle\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}\dfrac{1}{n}\cos\left(n\omega t+\dfrac{n\alpha}{2}\right)\sin\dfrac{n\alpha}{2} \\ u_{\mathrm{s}}(t)=U_{\mathrm{o}}\dfrac{4}{\pi}\displaystyle\sum_{n=1,3,\cdots}^{\infty}\dfrac{1}{n}\cos\left(n\omega t+n\theta+\dfrac{n\beta}{2}\right)\sin\dfrac{n\beta}{2} \end{cases} \tag{1}$$

在磁路耦合机构的一次侧和二次侧线圈中，感应电压的有效值 U_{pi} 和 U_{si} 分别为

$$\begin{cases} U_{\mathrm{pi}}=\mathrm{j}\omega MI_{\mathrm{s}} \\ U_{\mathrm{si}}=\mathrm{j}\omega MI_{\mathrm{p}} \end{cases} \tag{2}$$

式中，M 为磁路耦合机构一次侧和二次侧的互感，即

$$M=k\sqrt{L_{\mathrm{p}}L_{\mathrm{s}}} \tag{3}$$

式中，k 为磁路耦合机构的一次侧线圈和二次侧线圈的耦合系数。

由于补偿网络具有带通滤波特性，高次谐波可忽略，因此一、二次侧变换器的输出电压 U_{p} 和 U_{s} 的基波分量用向量表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_{\mathrm{p}}=\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}U_{\mathrm{i}}\sin\left(\dfrac{\alpha}{2}\right)\angle 0^\circ=U_{\mathrm{pm}}\angle 0^\circ \\ \dot{U}_{\mathrm{s}}=\dfrac{2\sqrt{2}}{\pi}U_{\mathrm{o}}\sin\left(\dfrac{\beta}{2}\right)\angle\theta=U_{\mathrm{sm}}\angle\theta \end{cases} \tag{4}$$

当充电系统工作在谐振角频率时，可以得到输入电流 I_{p} 以及输出电流 I_{s} 的向量表达式为

$$\begin{cases} \dot{I}_{\mathrm{p}}=\dfrac{R_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{sm}}-\mathrm{j}\omega MU_{\mathrm{sm}}\angle\theta}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \\ \dot{I}_{\mathrm{s}}=\dfrac{R_{\mathrm{p}}U_{\mathrm{sm}}\angle\theta-\mathrm{j}\omega MU_{\mathrm{pm}}}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{5}$$

根据式(4)和式(5)，可以求得一次侧有功功率 P_{p} 和无功功率 Q_{p}，以及二次侧的有功功率 P_{s} 和无功功率 Q_{s} 分别为

$$\begin{cases} \dot{P}_{\mathrm{p}}=\mathrm{Re}\left\{U_{\mathrm{p}}\cdot I_{\mathrm{p}}^*\right\}=\dfrac{U_{\mathrm{pm}}(R_{\mathrm{s}}U_{\mathrm{pm}}+\omega MU_{\mathrm{sm}}\sin\theta)}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \\ \dot{Q}_{\mathrm{p}}=\mathrm{Im}\left\{U_{\mathrm{p}}\cdot I_{\mathrm{p}}^*\right\}=\dfrac{\omega MU_{\mathrm{pm}}U_{\mathrm{sm}}\cos\theta}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \\ \dot{P}_{\mathrm{s}}=\mathrm{Re}\left\{U_{\mathrm{s}}\cdot I_{\mathrm{s}}^*\right\}=\dfrac{U_{\mathrm{sm}}(\omega MU_{\mathrm{pm}}\sin\theta-R_{\mathrm{p}}U_{\mathrm{sm}})}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \\ \dot{Q}_{\mathrm{s}}=\mathrm{Im}\left\{U_{\mathrm{s}}\cdot I_{\mathrm{s}}^*\right\}=\dfrac{\omega MU_{\mathrm{pm}}U_{\mathrm{sm}}\cos\theta}{\omega^2M^2+R_{\mathrm{p}}R_{\mathrm{s}}} \end{cases} \tag{6}$$

由图 2 可知，U_{p} 和 I_{p} 为非关联参考方向，U_{s} 和 I_{s} 为关联参考方向，分析功率表达式，结果见表 2。

表 2　一次侧和二次侧相角差与充电方向的关系

Tab. 2 Relationship between phase angle difference (between primary and secondary sides) **and charging direction**

相角差 θ/(°)	P_{p}	P_{s}	Q	充电模式
[0,180]	>0	>0	≠0	G2V，正向充电
90	—	—	=0	正向传输功率最大
[−180,0]	<0	<0	≠0	V2G，反向馈电
−90	—	—	=0	反向传输功率最大

为实现一次侧和二次侧电流减小，采用一次侧和二次侧电流相等的双重移相控制方法，这种控制

方法让一次侧和二次侧都承受相同的电流应力，避免像单边移相控制中出现的电流应力较大的情况，因此可得一次侧和二次侧移相角的关系为

$$\alpha = 2\arcsin\left(q\sin\frac{\beta}{2}\right) \tag{7}$$

式中，一次侧移相角和二次侧移相角的变化范围分别为 $0 \leqslant \alpha \leqslant \pi$ ，$0 \leqslant \beta \leqslant \pi$ 。

3 电动汽车双向无线充电系统参数设计

为了设计电路的 PI 调节参数，首先对电路进行等效分析，电动汽车无线充电系统的等效电路如图 5 所示。其中，u_{pc} 和 u_{sc} 分别为一、二次侧补偿电容两端的电压。

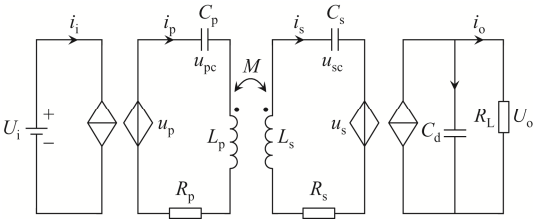


图 5 电动汽车无线充电系统的等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit of wireless charging system for electric vehicles

根据基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律列式得

$$\begin{cases} u_{pc} + L_p\dfrac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} + i_pR_p - M\dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} = \dfrac{4}{\pi}U_i\sin\dfrac{\alpha}{2}\sin\omega t \\ M\dfrac{\mathrm{d}i_p}{\mathrm{d}t} - L_s\dfrac{\mathrm{d}i_s}{\mathrm{d}t} - i_sR_s - u_{sc} = \dfrac{4}{\pi}U_o\sin\dfrac{\beta}{2}\sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{2}\right) \\ C_d\dfrac{\mathrm{d}U_o}{\mathrm{d}t} + \dfrac{U_o}{R_L} = \dfrac{2}{\pi}\sin\dfrac{\beta}{2}\sin\left(\omega t + \dfrac{\pi}{2}\right)\cdot i_s \\ C_p\dfrac{\mathrm{d}u_{C_p}}{\mathrm{d}t} = i_p \\ C_s\dfrac{\mathrm{d}u_{C_s}}{\mathrm{d}t} = i_s \end{cases} \tag{8}$$

根据式(8)可以计算得到电动汽车充电系统的稳态工作点，接着对变量的稳态工作点附近施加扰动，可以得到充电系统的小信号等效模型，最终可以得到双重移相控制系统的传递函数为

$$G_V(s) = \frac{u_o}{\beta(s)} = [s^2k_1(L_p + M)C_p + s(k_1R_p - k_2k_3)C_p + k_1]\Big/\left\{s^3(L_p + M)C_pC_d + s^2\left(C_dR_p + \frac{L_p + M}{R_L}\right)C_p + s\left[C_p\left(k_2k_4 + \frac{R_p}{R_L}\right) + C_d\right] + \frac{1}{R_L}\right\} \tag{9}$$

此时系统的开环传递函数表达式为

$$G_{op,V}(s) = \mathrm{PI}(s)G_V(s) \tag{10}$$

式中，$\mathrm{PI}(s)$ 为比例积分控制补偿函数。

根据传递函数得到系统的幅频、相频特性如图 6 所示。通过计算和尝试，可以得到当 $\mathrm{PI}(s)$ 的比例系数 K_p=0.01、积分系数 K_i=350 时，系统调节特性最好。

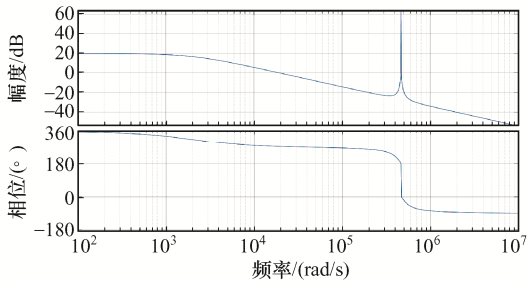


图 6 电动汽车双向无线充电系统的幅频、相频特性

Fig. 6 Amplitude-frequency and phase-frequency characteristics of bidirectional wireless charging system for electric vehicles

4 电动汽车双向无线充电系统的仿真及实验验证分析

4.1 仿真及实验平台搭建

为了验证前文理论分析的正确性，在 MATLAB 中进行仿真并且搭建小功率实验验证平台进行验证，具体电动汽车双向无线充电系统的电路参数见表 3。

4.2 仿真及实验结果分析

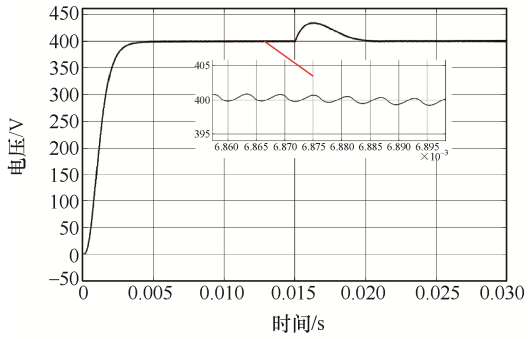
电池在充电过程中的电阻是随时变化的，为了观察电动汽车双向无线充电系统对负载变化的抗干扰性，在 0.015 s 时加入扰动，增加 1 个 5 Ω 的

电阻，此时电压输出波形如图 7 所示。根据仿真输出波形可知，系统输出能保持在额定电压不变，系统的抗干扰能力强，符合实际充电情况。

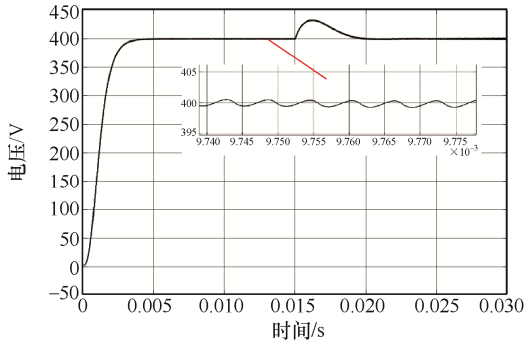
表 3　无线充电系统的电路参数

Tab. 3 Circuit parameters of wireless charging system

参数	数值
一次侧线圈自感 L_p/μH	117
一次侧线圈内阻 R_p/Ω	0.142
一次侧补偿电容 C_p/nF	33.7
互感 M/μH	22
直流输入电压 U_i/V	100
线圈间距 h/cm	13
二次侧线圈自感 L_s/μH	117
二次侧线圈内阻 R_s/Ω	0.142
二次侧补偿电容 C_s/nF	33.7
工作频率 f/kHz	82
输出电压 U_o/V	100
负载 R_L/Ω	30



(a) 正向充电

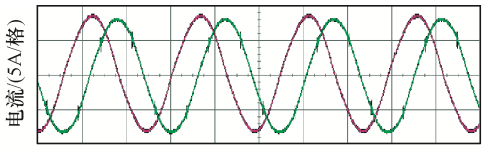


(b) 反向馈电

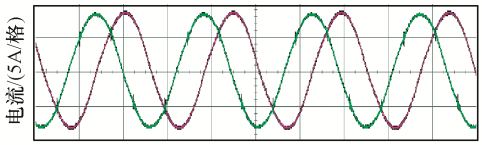
图 7　电动汽车无线充电系统输出波形

Fig. 7 Output waveforms from wireless charging system for electric vehicles

实验中电动汽车无线充电系统中的一次侧和二次侧电流波形如图 8 所示。由图可知，无论正向充电还是反向馈电，由于系统具有对称性，一次侧和二次侧的电流大小几乎相等，因此仅相位的超前滞后关系发生变化。



(a) 正向充电

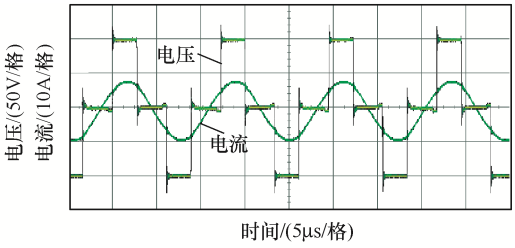


(b) 反向馈电

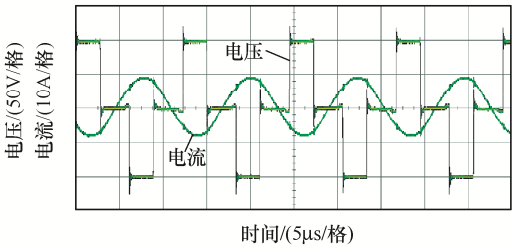
图 8　电动汽车无线充电系统谐振电流波形

Fig. 8 Resonant current waveforms of wireless charging system for electric vehicles

电动汽车无线充电系统一次侧电压电流波形如图 9 所示，由图可知，实验波形与理论分析保持一致，通过调节一次侧和二次侧全控桥的移相角来改变输出电压的大小，以满足所设定的输出电压值，实现恒压充电。由于系统具有对称性以及电压电流的参考方向发生改变，因此电动汽车无线充电系统无论一次侧还是二次侧，移相角变化情况相同，正向充电时变换器输出电压与线圈电流相位相



(a) 正向充电



(b) 反向馈电

图 9　电动汽车无线充电系统一次侧电压电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveforms on primary side of wireless charging system for electric vehicles

同，而反向馈电时变换器输出电压与线圈电流相位相反。但是，图中电压及电流波形存在轻微的扰动和畸变，这是由实验系统中所采用的全桥变换器必须加入死区(本实验中死区时间设置为 400 ns)且补偿电容与线圈自感很难处于理想情况下的完全谐振导致的。

5 结语

本文设计的电动汽车双向无线充电系统可以很好地实现双向充电，能量既可以由电网侧流入电动汽车侧，也可以由电动汽车侧流入电网侧。通过改变一次侧和二次侧的内移相角调节输出功率大小，通过改变一次侧和二次侧电压的相角差来改变能量传输方向。经过仿真和实验可知，系统的充电响应快，稳定性好，正向充电和反向馈电具有一致性。

参考文献：

[1] 张胜楠, 王海云, 王茹. 基于 V2G 的双向无线电能传输系统研究[J]. 现代电子技术, 2022, 45(18): 127-132.
Zhang Shengnan, Wang Haiyun, Wang Ru. Research on bidirectional wireless power transfer system based on V2G [J]. Modern Electronics Technique, 2022, 45(18): 127-132. (in Chinese)

[2] 李海盼, 夏晨阳, 李鑫恒, 等. 电动汽车双向感应电能传输系统研究综述[J/OL]. 南方电网技术, 2025: 1-18. (2025-08-22)[2025-11-24]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1643.TK.20250822.0938.002.html.
Li Haipan, Xia Chenyang, Li Xinheng, et al. Research review on electric vehicle bidirectional inductive power transfer system [J/OL]. Southern Power System Technology, 2025: 1-18. (2025-08-22)[2025-11-24]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/44.1643.TK.20250822.0938.002.html.(in Chinese)

[3] 赵靖英, 张振远, 张珂. 基于 H_∞非线性控制器的电动汽车无线充电系统的副边控制设计与参数优化[J]. 电工技术学报, 2022, 37(3): 566-577.
Zhao Jingying, Zhang Zhenyuan, Zhang Ke. Control design and parameter optimization on secondary side of electric vehicle wireless charging system based on H_∞ nonlinear controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 566-577. (in Chinese)

[4] 金平, 王浩, 李正纯, 等. 一种基于 WPT 的电动汽车宽输入双向功率驱动系统: CN115765571A[P]. 2023-03-07.
Jin Ping, Wang Hao, Li Zhengchun, et al. WPT-based electric vehicle wide-input bidirectional power driving system: CN115765571A [P]. 2023-03-07. (in Chinese)

[5] 陈凯楠, 赵争鸣, 刘方, 等. 电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 66-72.
Chen Kainan, Zhao Zhengming, Liu Fang, et al. Analysis of resonant topology for bi-directional wireless charging of electric vehicle [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 66-72. (in Chinese)

[6] 李国存. 双向无线充电系统最小无功电流控制研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2022.
Li Guocun. Research on minimum reactive current control of bidirectional wireless power transfer system [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2022. (in Chinese)

[7] 甘霖, 陈昌松, 贾舒然, 等. 基于功率同步控制的双向感应式电能传输系统相位同步方法[J/OL]. 电工技术学报, 2025: 1-12. (2025-03-24)[2025-11-24]. https://link.cnki.net/doi/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.242202.
Gan Lin, Chen Changsong, Jia Shuran, et al. Phase synchronization method of bidirectional inductive power transmission system based on power synchronization control [J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2025: 1-12. (2025-03-24)[2025-11-24]. https://link.cnki.net/doi/10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.242202. (in Chinese)

[8] 刘方, 陈凯楠, 赵争鸣, 等. 一种电动汽车双向无线充电系统传输功率控制方法: CN108544935B[P]. 2020-06-30.
Liu Fang, Chen Kainan, Zhao Zhengming, et al. A transmission power control method for electric vehicle two-way wireless power transfer system: China, CN201810231462.2 [P]. 2020-06-30. (in Chinese)

[9] Boys J T, Covic G A, Green A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems [J]. IEE Proc-

eedings-Electric Power Applications, 2000, 147(1): 37-43.

[10] 李阳, 寇苏雅, 安张磊, 等. 移动中继双向无线充电系统拓扑结构设计[J]. 电源学报, 2023, 21(6): 15-23.
Li Yang, Kou Suya, An Zhanglei, et al. Topological structure design of mobile relay bidirectional wireless charging system [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(6): 15-23. (in Chinese)

[11] 刘宇鑫, 高飞, 刘鑫, 等. 深海无人航行器双向无线充电系统的涡流损耗分析与效率优化[J]. 电工技术学报, 2024, 39(18): 5599-5609.
Liu Yuxin, Gao Fei, Liu Xin, et al. Analysis of eddy current loss and efficiency optimization for bidirectional underwater wireless power transfer of AUVs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(18): 5599-5609. (in Chinese)

[12] Madawala U K, Thrimawithana D J. A bidirectional inductive power interface for electric vehicles in V2G systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10): 4789-4796.

[13] Mohamed A A S, Berzoy A, Mohammed O A. Experimental validation of comprehensive steady-state analytical model of bidirectional WPT system in EVs applications [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 5584-5594.

[14] 刘方, 陈凯楠, 蒋烨, 等. 双向无线电能传输系统效率优化控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(5): 891- 901.
Liu Fang, Chen Kainan, Jiang Ye, et al. Research on the overall efficiency optimization of the bidirectional wireless power transfer system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(5): 891-901. (in Chinese)

[15] 马源鸿. 电动汽车双向无线充电系统设计与控制策略研究[D]. 天津: 河北工业大学, 2017.
Ma Yuanhong. Design and control strategy of two way wireless charging system for electric vehicle [D]. Tianjin: Hebei University of Technology, 2017. (in Chinese)

[16] Liu Fang, Li Kai, Chen Kainan, et al. A phase synchronization technique based on perturbation and observation for bidirectional wireless power transfer system [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 1287-1297.

[17] Kamalapathi K, Srinivasa Rao Nayak P, Tyagi V K. Design and implementation of dual-source (WPT + PV) charger for EV battery charging [J]. International Transactions on Electrical Energy Systems, 2021, 31(11): e13084.

[18] 李乐, 程冰, 何良宗, 等. 基于补偿网络电流分析的恒压恒流无线充电系统[J]. 电源学报, 2022, 20(5): 101-110.
Li Le, Cheng Bing, He Liangzong, et al. Constant-voltage and constant-current wireless charging system based on compensation network current analysis [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(5): 101-110. (in Chinese)

[19] Li Yong, Hu Jiefeng, Chen Feibin, et al. Dual-phase-shift control scheme with current-stress and efficiency optimization for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(9): 3110-3121.



王金明

作者简介：

王金明(1987—)，男，本科，工程师。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：wangjinming1@faw.com.cn。

胡越(1990—)，男，通信作者，硕士，工程师。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：huyue2@faw.com.cn。

于长虹(1984—)，男，本科，高级工程师。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：yuchanghong@faw.com.cn。

胡超(1989—)，男，博士。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：hu.chao1@zxnenergy.com。

李海盼(2000—)，女，中国电源学会学生会员，博士研究生。研究方向：无线电能传输技术。E-mail：lhpbingo621@163.com。

(责任编辑：孙美菊)