第 49 卷 第 2 期：759-771 高电压技术 Vol.49, No.2: 759-771
2023 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20212026

移动式 WPT 系统双通道间相互干扰分析及其优化设计

江炳蔚，魏　斌，蒋　成，吴晓康，何　浩，魏辰阳
（中国电力科学研究院有限公司，北京 100192）

摘　要：移动式无线电能传输(wireless power transfer, WPT)需根据车辆的实时位置，切换不同的发射线圈，确定车辆的位置是实现移动式 WPT 的关键。为实现车辆位置的实时检测，设计了一种移动式双通道 WPT 系统，其中能量传输通道用于传输主能量，位置检测通道用于实时检测车辆位置。为研究 WPT 系统双通道间的相互干扰的问题，建立了四线圈耦合模型，解耦双通道四线圈间的干扰，确定位置检测通道频率，提出弱感性微失谐补偿方案，在不影响系统性能的条件下，降低发射端空载电流。通过理论推导、仿真分析等手段，对相关内容开展研究，并通过实验验证该频率下双通道间的干扰处于可接受范围，弱感性微失谐补偿方案可行有效。
关键词：无线电能传输；移动式；双通道；位置检测；微失谐；多线圈耦合

Inter-channel Disturbance Analysis and Optimized Design of Dual-channel Dynamic Wireless Power Transfer

JIANG Bingwei, WEI Bin, JIANG Cheng, WU Xiaokang, HE Hao, WEI Chenyang
(China Electric Power Research Institute, Beijing 100192, China)

Abstract：Dynamic wireless power transfer(WPT) needs to switch different transmitting coils according to the real-time position of the vehicle. It is one of the most important parts to ensure the dynamic WPT working in a proper state. In order to realize the real-time site detection of vehicle, a dual-channel dynamic WPT system is presented in this paper. One channel is power-transfer channel which is used to transmit the electric power. The other is site-detection channel which is used to detect the site of vehicle in real time. To research the mutual interference between the two channels of WPT system, a four-coil coupling model is presented and a strategy to reduce the interference is proposed. Then the frequency of the side detection channel is selected and the fine-detuning strategy is proposed. By applying the fine-detuning strategy, the current flowing in the transmitting side of site-detection channel decreases under the no-load condition. Moreover, the performance of the channel will not be significantly affected. Through theoretical analysis, simulation and other means, the strategies proposed in this paper are proved to be valid, and the research content is supported by experiments.
Key words：wireless power transfer; dynamic; dual-channel; site detection; little-detuned; multi-coils coupling

0　引言

自第 2 次工业革命以来，电能已经成为全球最为重要的能源之一。随着社会的发展和工业的进步，对于电能的传输要求越来越多样化。移动式无线电能传输(wireless power transfer, WPT)作为一种新型的电能传输方式，能够在供电端和受电端之间以无接触的方式实现电能的传输[1]。相较传统的有线电能传输，WPT 较为灵活，不会出现导线磨损的情况，同时避免了接口频繁拔插时产生的电火花[2-3]。目前，研究较为广泛的磁耦合谐振式 WPT 已经在智能手机、电动汽车、电力系统等方面[4-7]开展了初步的应用。

按照充电时发射端与接收端相对位置的变化与否，WPT 可分为静止式和移动式两种[8]。其中，根据发射线圈的结构，可将移动式 WPT 分为长导轨式和分段导轨式。分段导轨式 WPT 分段布置发射线圈，工作时无需开通整段发射线圈，效率高，成为目前移动式 WPT 的首选方案[9-10]。然而，在该方案中若要实现发射线圈的正确开断，需确定接收线圈(车辆)的位置。目前主要存在如下几种解决方案：

基金资助项目：中国电科院科技创新基金：宽负载、高稳定性的巡检机器人移动式无线充电技术研究(DG83-21-001)。
Project supported by Science and Technology Innovating Foundation of China Electric Power Research Institute: Research on Wide Load & High Stability of Wireless Power Transfer applied on Inspection Robot (DG83-21-001).

1）利用红外、雷达、磁阻等传感器确定车辆位置[11-13]；

2）利用检测线圈电流相位在特定位置上出现相位反转判断位置[14-15]。

方案 1 中传感器或多或少存在无法特异性识别、成本高等问题；方案 2 中检测线圈尺寸较大且信号处理电路过于复杂，难以应用于工程中且检测线圈直接布置在能量线圈下方，干扰大，可靠性低。

本文提出了移动式双通道 WPT，包含两个部分：能量传输通道和位置检测通道。能量传输通道功率较高，用于从地面侧向车载侧传输电能。位置检测通道功率不高，用于从车载侧向地面侧传输电压信号(位置信号)。针对双通道 WPT，文章[16]研究了能量与信号同步无线传输的方案，能够在 WPT 系统中实现信号双向传输，但是该系统中能量传输功率较低，未研究大功率下信号传输效果且该文章中实验部分 WPT 系统效率较低，仅为 63%；文章[17]中研究了 85 kHz 与 30 kHz 双频 WPT 功率传输，通过串联滤波电感的方案减小双频之间的干扰，然而该系统中双频补偿电路拓扑均为 S-S，空载时发射端电流较大，不适用于移动式 WPT 系统。

在移动式双通道 WPT 系统中，双通道之间的相互干扰是影响发射线圈切换可靠性的主要因素之一，本文通过等效解耦分析双通道 WPT 间干扰量的影响因素，通过合理选择位置检测通道的工作频率，尽可能降低双通道 WPT 之间的干扰。此外，在移动式 WPT 中，发射端将会存在空载情况，能量传输通道发射端采用 LCC-S 补偿电路拓扑，能够在全过程中保持发射端电流恒定[18-19]。然而，由于位置检测通道采用 S-S 补偿电路拓扑，发射端空载时发射端电流过大，本文提出一种微感性弱失谐的补偿方案，有效降低空载时发射端的电流，可以选择耐流较低的开关管，降低系统成本。基于以上问题，本文首先给出移动式双通道 WPT 电路拓扑，基于此电路拓扑，建立四线圈耦合模型，并对其进行去耦等效，推导双通道间干扰的表达式，研究双通道间干扰的影响因素，选定位置检测通道频率。接着，在 Simulink 中对移动式双通道 WPT 系统建模仿真，证明位置检测通道频率选择的合理性，验证微感性弱失谐发射端补偿方案的效果。最后，通过移动式无线充电实验平台，验证本文中提出的移动式双通道 WPT 系统相关功能。

1 移动式双通道 WPT 系统结构

1.1 能量传输通道结构

能量传输通道主要用于从发射端向接收端传输能量，功率较大，对传输功率与传输效率存在特定要求，根据需求不同，一般从几十千瓦到几百千瓦。根据相关行业标准[20-21]，能量传输通道工作频率限定为 85 kHz。能量传输通道发射端位于地面侧，具有多个发射线圈，敷设全程，如图 1 所示。

发射线圈的通断由线圈切换器控制，根据车辆所处位置，切换至相应的发射线圈。切换板连接至前端功率变换板，能量传输通道谐振电路拓扑为 LCC-S 型。能量传输通道电路拓扑如图 2 所示。图中 U_i 为等效输入交流电压源；VD_1—VD_4、VD_5—VD_8 分别构成发射端与接收端整流电路；VT_1—VT_4 构成发射端逆变器；VT_5、VD_9、L_2 构成接收端 DC/DC 变换器；C_{f1}、C_{f2} 分别为发射端、接收端滤波电容；L_1、C_1、C_P、L_P 构成发射端谐振电路；C_S、L_S 构成接收端谐振电路，发射端与接收端间的互感为 M。

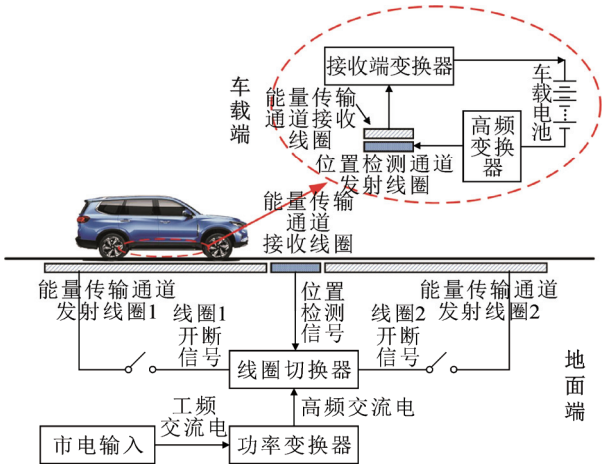


图 1 移动式双通道 WPT 系统

Fig.1 Dual-channel dynamic WPT system

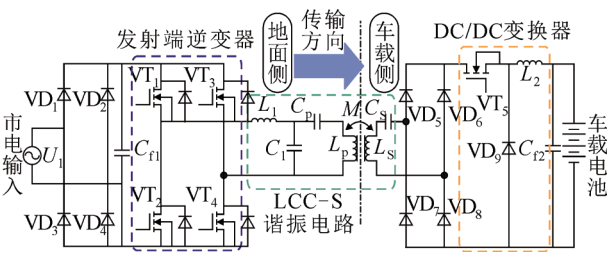


图 2 能量传输通道电路拓扑

Fig.2 Topology of power-transfer channel

1.2　位置检测通道结构

位置检测通道通过检测接收端电压信号的大小，实现车辆的位置检测。发射端位于车载侧，由车载电池供电，经磁耦合机构传输至地面侧接收端，传输方向从车载侧到地面侧，与能量传输通道方向相反。位置检测通道用于传输电压信号，功率较低，对传输效率要求不高，但对抗干扰要求较高。

位置检测通道发射端变换器位于车载侧，如图 3 所示。谐振电路拓扑为 S-S 型。图中 C_1、C_2 为电源侧滤波电容；VT_1—VT_2、VD_1—VD_2 共同组成发射端半桥逆变电路；VD_3—VD_7 构成接收端整流电路，C_f 为接收端滤波电容；C_P、L_P 构成发射端谐振电路；C_S、L_S 构成接收端谐振电路，发射端与接收端的互感为 M。

接收端连接至切换板，接收端电压 u_{Sb} 整流为直流电压 U'_{sb}，将 U'_{sb} 与电压阈值 U_{ref} 比较，得到误差电压 U_{err}，通过误差电压的大小判断车辆是否到达，据此完成能量传输通道发射线圈切换，位置检测通道接收端电压比较电路示意图如图 4 所示。

2　移动式双通道 WPT 系统理论分析

2.1　双通道 WPT 干扰分析

移动式双通道 WPT 耦合关系如图 5 所示，用 A 通道表示能量传输通道，B 通道表示位置检测通道。将能量传输通道前端用电压源 $\boldsymbol{U}_a$ 代替，频率 f_a 为 85 kHz；接收端谐振补偿电路后级用等效负载 Z_{La} 替代；$\boldsymbol{I}_{Pa}$、$\boldsymbol{I}_{Sa}$ 分别为能量传输通道发射端与接收端谐振电流。同样的，位置检测通道发射端前端用电压源 $\boldsymbol{U}_b$ 代替，频率为 f_b；接收端谐振补偿电路后级用等效负载 Z_{Lb} 替代；$\boldsymbol{I}_{Pb}$、$\boldsymbol{I}_{Sb}$ 分别为位置检测通道发射端与接收端谐振电流。

M_a、M_b 为能量传输通道、位置检测通道内部互感；M_{m1} 为能量传输通道发射端线圈与位置检测通道接收端线圈互感；M_{m2} 为能量传输通道接收线圈与位置检测通道发射线圈互感；M_{m3} 为能量传输通道与位置检测通道接收端互感；M_{m4} 为能量传输通道与位置检测通道发射端互感。

补偿电路的关系式如式(1)所示。为简化计算，谐振补偿电路内阻均忽略不计，作出能量传输通道与位置检测通道受控源等效电路，分别如图 6(a)、(b)所示。

$$\begin{cases}\omega L_{a1}=1/\omega C_{a1}\\ \omega L_{Pa}=1/\omega C_{Pa}+1/\omega C_{a1}\\ \omega L_{Sa}=1/\omega C_{Sa}\end{cases}\quad\begin{cases}\omega L_{Pb}=1/\omega C_{Pb}\\ \omega L_{Sb}=1/\omega C_{Sb}\end{cases}\tag{1}$$

图 6 中各等效阻抗表达式如式(2)所示。

$$\begin{cases}Z_{La1}=\mathrm{j}\omega_a L_{a1}\\ Z_{LPa}=\mathrm{j}\omega_a L_{Pa}\\ Z_{LSa}=\mathrm{j}\omega_a L_{Sa}\end{cases}\quad\begin{cases}Z_{LPb}=\mathrm{j}\omega_b L_{Pb}\\ Z_{LSb}=\mathrm{j}\omega_b L_{Sb}\end{cases}\tag{2}$$

式中：ω_a 为能量传输通道角频率；ω_b 为位置检测通道角频率。

令 $\omega_b=k\omega_a$，其值可用式(3)表示

$$\begin{cases}\omega_a=2\pi f_a\\ \omega_b=2\pi f_b=2k\pi f_a\end{cases}\tag{3}$$

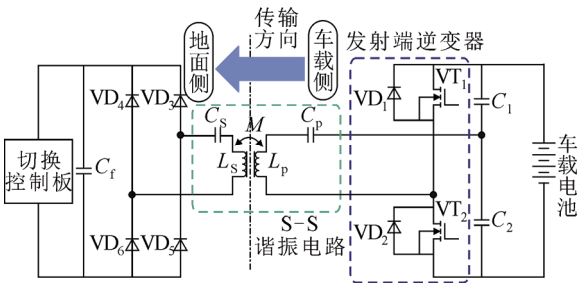


图 3　位置检测通道电路拓扑

Fig.3　Topology of site detection channel

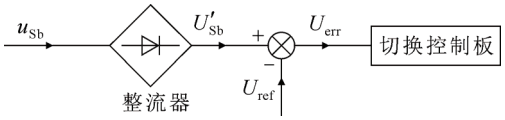


图 4　位置检测通道接收端电压比较电路示意图

Fig.4　Flow chart of voltage-comparing circuit in receiving side of site detection channel

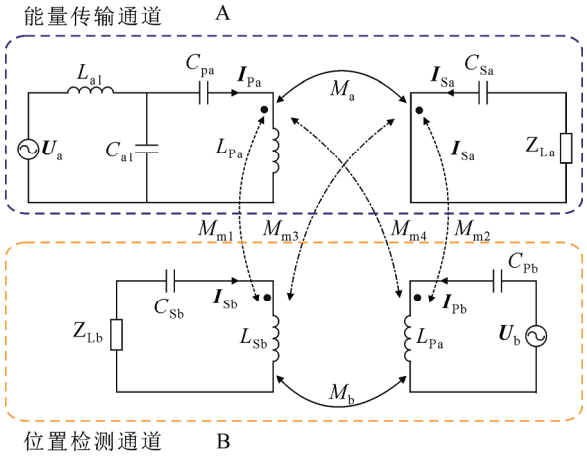


图 5　双通道 WPT 四线圈耦合电路

Fig.5　Four-coil-coupling circuit of dual-channel WPT

Z_{Ma}、Z_{Mb}分别为能量传输通道、位置检测通道发射线圈与接收线圈间的互感阻抗；Z_{m1}为能量传输通道发射线圈与位置检测通道接收线圈间的互感阻抗；Z_{m1a}、Z_{m1b}分别位于 WPT-A 与 WPT-B 上。类似地；Z_{m2}为位置检测通道发射线圈与能量传输通道接收线圈间的互感阻抗；Z_{m3}为能量传输通道接收线圈与位置检测通道接收线圈间的互感阻抗；Z_{m4}为能量传输通道发射线圈与位置检测通道发射线圈间的互感阻抗；分别用 a、b 来表示该阻抗位于 WPT-A、WPT-B 上，如式(4)所示：

$$\begin{cases} Z_{\mathrm{Ma}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{a}}M_{\mathrm{a}} \\ Z_{\mathrm{m1a}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{b}}M_{\mathrm{m1}} \\ Z_{\mathrm{m2a}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{b}}M_{\mathrm{m2}} \\ Z_{\mathrm{m3a}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{b}}M_{\mathrm{m3}} \\ Z_{\mathrm{m4a}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{b}}M_{\mathrm{m4}} \end{cases} \quad \begin{cases} Z_{\mathrm{Mb}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{b}}M_{\mathrm{b}} \\ Z_{\mathrm{m1b}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{a}}M_{\mathrm{m1}} \\ Z_{\mathrm{m2b}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{a}}M_{\mathrm{m2}} \\ Z_{\mathrm{m3b}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{a}}M_{\mathrm{m3}} \\ Z_{\mathrm{m4b}}=\mathrm{j}\omega_{\mathrm{a}}M_{\mathrm{m4}} \end{cases} \tag{4}$$

对能量传输通道以及位置检测通道列写 KVL 电路方程如式(5)、(6)所示：

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}'_{\mathrm{Pa}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Pa}} \\ \boldsymbol{U}'_{\mathrm{Sa}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sa}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} Z_{\mathrm{LPa}}-Z_{\mathrm{La1}} & 0 & 0 & 0 \\ Z_{\mathrm{LPa}} & 0 & Z_{\mathrm{Ma}} & 0 \\ Z_{\mathrm{Ma}} & 0 & Z_{\mathrm{LSa}} & 0 \\ 0 & Z_{\mathrm{m4a}} & 0 & Z_{\mathrm{m2a}} \\ 0 & Z_{\mathrm{m1a}} & 0 & Z_{\mathrm{m3a}} \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{a}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Pa}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Sa}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Pb}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Sb}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_{\mathrm{a}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5}$$

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}'_{\mathrm{Pb}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Pb}} \\ \boldsymbol{U}'_{\mathrm{Sb}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sb}} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 0 & Z_{\mathrm{m4b}} & 0 & Z_{\mathrm{m1b}} \\ 0 & Z_{\mathrm{m2b}} & 0 & Z_{\mathrm{m3b}} \\ Z_{\mathrm{LPb}} & 0 & Z_{\mathrm{Mb}} & 0 \\ Z_{\mathrm{Mb}} & 0 & Z_{\mathrm{LSb}} & 0 \end{bmatrix}^{\mathrm{T}}\begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\mathrm{Pa}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Sa}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Pb}} \\ \boldsymbol{I}_{\mathrm{Sb}} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_{\mathrm{b}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{6}$$

其中，$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{Pa}}$、$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{Sa}}$、$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{Pb}}$、$\boldsymbol{U}'_{\mathrm{Sb}}$为能量传输通道与位置检测通道发射端、接收端未受干扰的电压；$\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Pa}}$、$\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sa}}$为能量传输通道发射端、接收端受干扰电压；$\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Pb}}$、$\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sb}}$为位置检测通道发射端、接收端受干扰电压；$\boldsymbol{I}_{\mathrm{a}}$为能量传输通道发射端总电流。

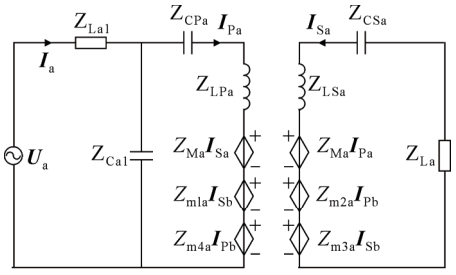
相较而言，M_{a}、M_{b}的值远大于M_{m1}、M_{m2}、M_{m3}以及M_{m4}[17]，不考虑双通道干扰对接收端电流的影响，接收端与发射端电流的关系如式(7)所示。

$$\boldsymbol{I}_{S*}=\frac{Z_{\mathrm{M}*}\boldsymbol{I}_{\mathrm{P}*}}{Z_{\mathrm{L}*}}(*\text{为a或b}) \tag{7}$$

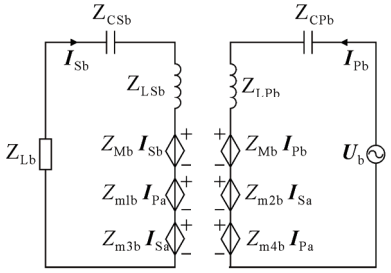
2.1.1 位置检测通道受干扰分析

在ω_{a}角频率下，位置检测通道谐振电路不再处于谐振状态，等效负载上干扰电压如式(8)所示

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Lb}}=\dfrac{R_{\mathrm{Lb}}}{\mathrm{j}(\omega_{\mathrm{a}}L_{\mathrm{Sb}}-1/\omega_{\mathrm{a}}C_{\mathrm{Sb}})+R_{\mathrm{Lb}}}\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sb}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sb}}=\left(Z_{\mathrm{m1b}}+\dfrac{Z_{\mathrm{m3b}}Z_{\mathrm{Ma}}}{Z_{\mathrm{La}}}\right)\boldsymbol{I}_{\mathrm{Pa}} \end{cases} \tag{8}$$



(a) 能量传输通道



(b) 位置检测通道

图 6 双通道 WPT 受控源等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of dual-channel WPT presented by controlled source

将式(3)带入，并对之取模得式(9)

$$\begin{cases} U''_{\mathrm{Lb}}=\dfrac{R_{\mathrm{Lb}}}{\sqrt{R_{\mathrm{Lb}}^2+\omega_{\mathrm{a}}^2L_{\mathrm{Sb}}^2(1-k^2)^2}}U''_{\mathrm{Sb}} \\ U''_{\mathrm{Sb}}=\left|Z_{\mathrm{m1b}}+\dfrac{Z_{\mathrm{m3b}}Z_{\mathrm{Ma}}}{Z_{\mathrm{La}}}\right|I_{\mathrm{Pa}} \end{cases} \tag{9}$$

由于能量传输通道发射端采用 LCC 谐振补偿拓扑，流过该发射线圈的电流$\boldsymbol{I}_{\mathrm{Pa}}$恒定；能量传输通道发射端线圈与位置检测通道接收端线圈位置不发生变化，互感M_{m1}不变；随着车辆的移动，互感M_{m3}、M_{a}随之而变化，因此U''_{Sb}的值随着车辆的移动而发生变化。根据式(9)可认为在某一时刻，位置检测通道受干扰电压U''_{Lb}仅与其频率相关。不妨令

$$\alpha=\frac{R_{\mathrm{Lb}}}{\sqrt{R_{\mathrm{Lb}}^2+\omega_{\mathrm{a}}^2L_{\mathrm{Sb}}^2(1-k^2)^2}} \tag{10}$$

设定L_{Sb}=33 μH，$\omega_{\mathrm{a}}=2\pi f_{\mathrm{a}}$=534 070 rad/s，等效电阻$R_{\mathrm{Lb}}$=100 Ω，$\alpha$随$k$的变化曲线如图 7 所示。认为系数$\alpha$小于 0.1 时，干扰值处于可接受范围。当$k$值在 1 附近时，$\alpha$较大；而当$k$值大于 7.3，$\alpha$小于 0.1，干扰值符合要求。

2.1.2 能量传输通道受干扰分析

类似地，在ω_b的角频率下，能量传输通道等效负载上电压如式(11)所示：

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}''_{\mathrm{La}}=\dfrac{R_{\mathrm{La}}}{\mathrm{j}(\omega_{\mathrm{b}}L_{\mathrm{Sa}}-1/\omega_{\mathrm{b}}C_{\mathrm{Sa}})+R_{\mathrm{La}}}\boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sa}} \\ \boldsymbol{U}''_{\mathrm{Sa}}=\left(Z_{\mathrm{m2a}}+\dfrac{Z_{\mathrm{m3a}}Z_{\mathrm{Mb}}}{Z_{\mathrm{Lb}}}\right)\boldsymbol{I}_{\mathrm{Pb}} \end{cases} \tag{11}$$

将式(3)带入，并对之取模得式(12)

$$\begin{cases} U''_{\mathrm{La}} = \dfrac{R_{\mathrm{La}}}{\sqrt{R_{\mathrm{La}}^2 + \omega_{\mathrm{a}}^2 L_{\mathrm{Sa}}^2 (k - 1/k)^2}} U''_{\mathrm{Sa}} \\ U''_{\mathrm{Sa}} = \left| Z_{\mathrm{m2a}} + \dfrac{Z_{\mathrm{m3a}} Z_{\mathrm{Mb}}}{Z_{\mathrm{Lb}}} \right| I_{\mathrm{Pb}} \end{cases} \tag{12}$$

类似地，可以假定某一时刻能量传输通道线圈上所接收到的干扰电压 U''_{Sa} 不变，令

$$\beta = \frac{R_{\mathrm{La}}}{\sqrt{R_{\mathrm{La}}^2 + \omega_{\mathrm{a}}^2 L_{\mathrm{Sa}}^2 (k - 1/k)^2}} \tag{13}$$

设定 L_{Sa}=33 μH，$\omega_{\mathrm{a}} = 2\pi f_{\mathrm{a}}$=534070 rad/s，等效电阻 R_{La}=10 Ω 可以得出 k 与 β 关系如图 7 所示。

认为系数 β 小于 0.1 时，干扰值处于可接受范围。与 α 趋势类似，k 取 1 时，干扰到达峰值；当 k 小于 1 或大于 1 时，β 值急剧下降。当 k 值大于 5.9 或小于 0.2 时，β 值小于 0.1，干扰值符合要求。

2.1.3　位置检测通道频率选择

根据 2.1.1 与 2.1.2 研究内容可以得出，随着位置检测通道频率的增加，双通道间干扰呈现降低的趋势，理论上说频率越高，双通道间的干扰越小，然而随着频率提高，线路的趋肤效应越发明显[22-24]，趋肤效应 Δ 的表达式如式(14)所示。

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu r}} \tag{14}$$

式中：ω 为角频率；μ 为磁导率；r 为电导率。

发射线圈与接收线圈均由利兹线绕制，利兹线由细漆包线绞合而成，外层缠包尼龙丝。以单股直径 d (mm)，股数为 N，长度为 l (m) 的利兹线为例，如图 8 所示，该段利兹线电阻 R 表达式如式(15)所示。

$$R = \rho \frac{l}{N\left((d/2)^2 - (d/2 - \Delta)^2\right)\pi} \tag{15}$$

式中 ρ 为漆包线的电阻率。

接收端内阻与等效负载反映至发射端的阻抗如式(16)所示。

$$Z_{\mathrm{S}} = \frac{(\omega M)^2}{R + R_{\mathrm{L}}} \tag{16}$$

式中：R 为线圈内阻；R_{L} 为等效负载；M 为线圈间互感。

容易得等效负载上电压表达式如式(17)所示。

$$U_{\mathrm{L}} = \frac{U_{\mathrm{i}} R_{\mathrm{L}}}{(\omega M)^2 + R(R + R_{\mathrm{L}})} \tag{17}$$

式中：U_{L} 为等效负载上的电压；U_{i} 为输入电压。

将式(15)代入式(17)得 U_{L} 与 f 间的关系式如式(18)所示。

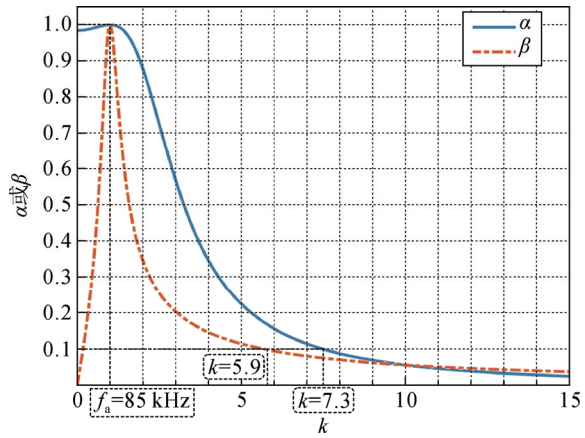


图 7　k 与 α、β 关系曲线

Fig.7　The relation between k and α or β

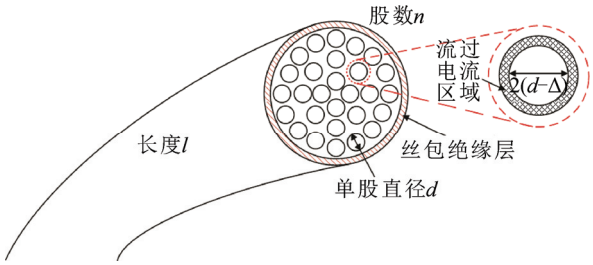


图 8　利兹线截面图

Fig.8　Cross section of litz wire

$$U_{\mathrm{L}} = \frac{\lambda^2 R_{\mathrm{L}} U_{\mathrm{i}}}{(2\pi\lambda f M)^2 + (\rho l)^2 + \lambda \rho l R_{\mathrm{L}}} \tag{18}$$

式中，

$$\lambda = \pi N \left(\left(\frac{d}{2}\right)^2 - \left(\frac{d}{2} - \sqrt{\frac{1}{\pi \mu r f}}\right)^2 \right) \tag{19}$$

以单股直径 0.2 mm，股数 1000 股，长度 1 m 的利兹线为例，计算得出线圈内阻。以输入电压有效值 12 V，发射线圈与接收线圈间互感 5.4 μH，等效负载电阻 100 Ω 系统为例，计算得出等效负载上的电压，并将利兹线电阻、等效负载电压随系统频率的变化曲线作于图 9 中。

从图 9 中可以看出，随着频率的升高，线圈内阻不断增大，不仅导致等效负载上的电压下降，还将引起线圈发热。设定磁耦合机构传输效率大于 95%为可接受水平，即所对应的等效负载电压需大于 11.4 V 可以满足要求。在图 9 中得出，该电压范围所对应的频率区间为 f_{b} < 1.58 MHz。根据 2.1.1 与 2.1.2 内容，设定 α 与 β 值小于 0.1 时，双通道间的干扰处于可接受水平，从图 7 中得出，该值所对应的 k 取值范围分别为 k > 7.3 与 k > 5.9，对应频率取值范围为 f_{b} > 620.5 kHz。

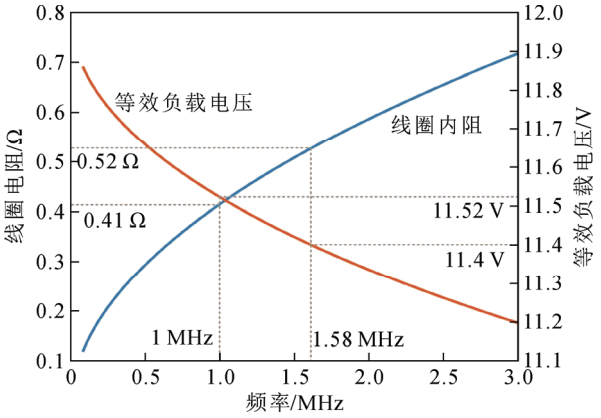


图 9 线圈内阻、负载电压与频率间的关系

Fig.9 The relations of resistance of litz wire, load's voltage and frequency of site-detection channel

综上以上分析，位置检测通道的频率可取值范围为 620.5 kHz< f_b <1.58 MHz，在后续研究中，选定 1 MHz 作为位置检测通道的额定工作频率。

2.2 弱感性微失谐补偿电路理论分析

考虑发射端电容电感等元件存在的内阻，当发射端电路为 S 型电路拓扑时，如图 10 所示：其中 Z_{fb} 为反映到发射端的等效阻抗；R_{Pb}、R_{Sb} 分别为位置检测通道发射端与接收端内阻；Z_{Lb} 为位置检测通道等效负载。

位置检测通道发射端流过的电流如式(20)所示

$$\boldsymbol{I}_{Pb}=\frac{\boldsymbol{U}_b}{R_{b1}+Z_{fb}}=\frac{(R_{Sb}+Z_{Lb})\boldsymbol{U}_b}{R_{Pb}(R_{Sb}+Z_{Lb})+(\omega M)^2} \tag{20}$$

式中，

$$Z_{fb}=\frac{(\omega M)^2}{R_{Sb}+Z_{Lb}} \tag{21}$$

谐振补偿电路完全谐振状态下，$Z_{Pb}=0$。一般来说，谐振电路内阻不大。当发射端空载时，接收线圈与发射线圈之间的互感为零，因此发射端电流 $\boldsymbol{I}_{Pb}$ 变得很大，而当接收线圈与发射线圈正对时，互感较大，发射端电流 $\boldsymbol{I}_{Pb}$ 恢复到正常水平。由此可知，采用 S 型谐振电路拓扑的位置检测通道发射端电流无法保持恒定，尤其是当发射端空载时，流经线圈的电流将会急剧增加，不仅会引起开关管损坏，而且根据式(5)，还会导致能量传输通道受干扰程度急剧增加，引起能量传输通道接收端电压波动。

考虑到位置检测通道只需要传输电压信号，对传输功率、传输效率没有过高的要求，因此，将位置检测通道发射端谐振电路配制为弱感性。假设弱感性补偿电路中阻抗之和为 $Z_{err}(Z_{err}>0)$，重新计算

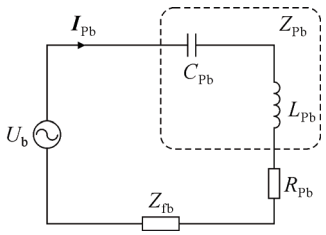


图 10 考虑补偿网络内阻的电路拓扑

Fig.10 The topology of resonant circuit when considering the resistor of the circuit

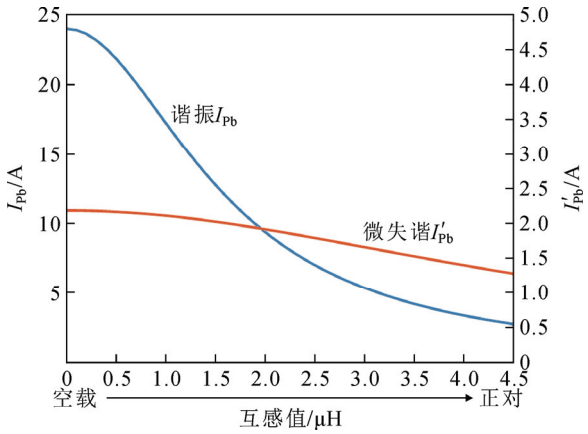


图 11 谐振与微失谐情况下能量传输通道发射端电流

Fig.11 The current of transmitter in power transfer channel under the condition of resonant and little-detuned

发射端电流 $\boldsymbol{I}'_{Pb}$ 的表达式如式(22)所示

$$\boldsymbol{I}'_{Pb}=\frac{(R_{Sb}+Z_{Lb})\boldsymbol{U}_b}{(R_{Pb}+Z_{err})(R_{Sb}+Z_{Lb})+(\omega M)^2} \tag{22}$$

接收端空载与带载的情况可以通过互感值的变化情况来反映，当接收端空载时，互感值接近零，当接收端带载时，互感值增加。根据式(22)，绘制 I_{Pb} 随互感 M 的变化情况，如图 11 所示。位置检测通道发射端补偿电路处于恰好谐振的状态时，由空载到带载电流变化较大，而补偿电路处于微失谐状态时，无论空载还是带载情况，发射端电流 I_{Pb} 的变化不大，较为平稳，减小了 S-S 拓扑下发射端空载电流。

3 移动式双通道 WPT 仿真分析

3.1 1MHz 情况下双通道间干扰仿真

在 Simulink 中搭建移动式双通道 WPT 系统模型，如图 12 所示，用耦合四线圈模型模拟能量传输通道与位置检测通道线圈间的耦合关系。能量传输通道用虚线标注，线圈 1、2 对应能量传输通道的发射线圈、接收线圈，磁耦合机构为 LCC-S 拓扑，其

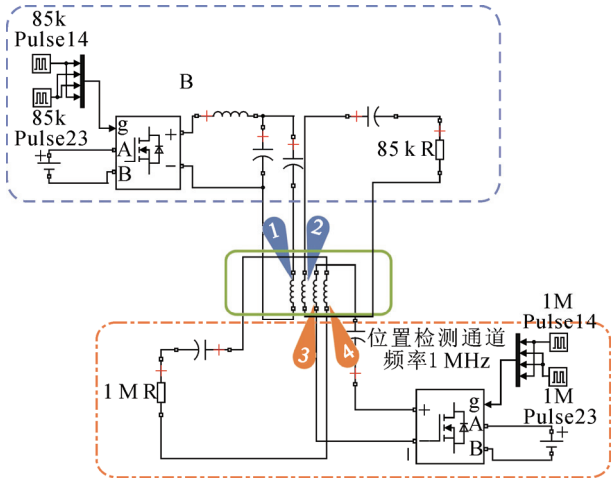


图 12　双通道 WPT 仿真图

Fig.12　The simulation of dual-channel WPT

等效输入为 100 V 直流，经逆变为频率 85 kHz 交流电。位置检测通道用点划线标注，电路拓扑与能量传输通道的类似，发射端为半桥逆变电路，磁耦合机构为 S-S 拓扑。位置检测通道输入为 24 V 直流，逆变为频率 f_b 的交流电，各元件参数如表 1 所示。

3.1.1　能量传输通道与位置检测通道单独运行

单独运行能量传输通道与位置检测通道的仿真，通道间不存在干扰，仿真波形如图 13 所示。从图中可以看出，在不考虑系统间干扰的情况下，能量传输通道与位置检测通道等效负载上电压波形均为正弦波，能量传输通道负载电压幅值为 340 V，频率为 85 kHz；位置检测通道负载电压幅值 24 V，频率为 1 MHz。

3.1.2　位置检测通道受干扰情况

当 f_b=1 MHz 时，能量传输通道与位置检测通道等效负载上的电压波形如图 14 所示。从图中可以看出，0.1~0.2 μs 内，仅开通能量传输通道时，位置检测通道等效负载上测得受干扰电压波形频率为 85 kHz，幅值约为 1 V；0.2 μs 后，同时开通能量传输通道与位置检测通道时，等效负载两端电压在频率为 1 MHz 的未受干扰的电压波形基础上叠加频率为 85 kHz 的干扰电压，波动频率与能量传输通道频率一致，波动量的峰−峰值约为 2 V。

3.1.3　能量传输通道受干扰情况

位置检测通道开通前后，能量传输通道的等效负载电压波形如图 15 所示。0.1~0.2 μs 内仅开通位置检测通道，因为干扰值相对能量传输通道正常运行时电压幅值小得多，所以能量传输通道等效负载电压波形几乎看不出变化；0.2 μs 后同时开通能量传输通道与位置检测通道，能量传输通道基本未受干扰，电压波形基本保持不变。

表 1　系统仿真参数

Table 1　The parameters of simulation

物理量	数值	物理量	数值
U_a/V	100	U_b/V	24
f_a/kHz	85	f_b/MHz	1
L_a/μH	51.43	L_{Pb}/μH	12.67
C_a/nF	68.17	C_{Pb}/nF	2
C_{Pa}/nF	11.32	L_{Sb}/μH	25.33
L_{Pa}/μH	361.3	C_{Sb}/nF	1
L_{Sa}/μH	53.94	R_b/Ω	100
C_{Sa}/nF	65		
R_a/Ω	10		

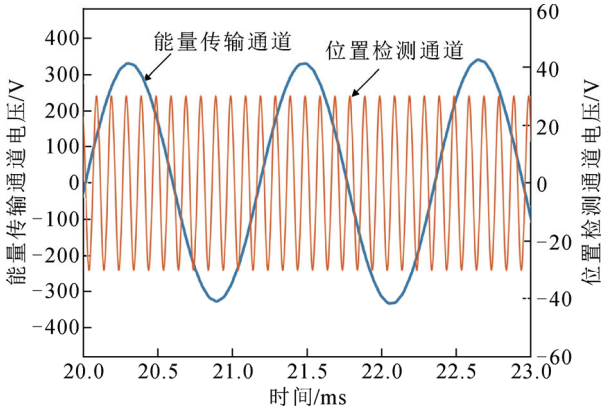
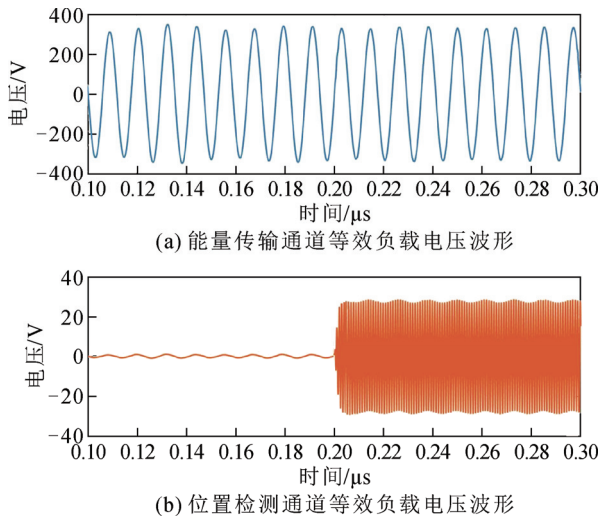


图 13　能量传输通道与位置检测通道单独运行时等效负载上电压波形

Fig.13　The voltage of equivalent load in power transfer channel and site detection channel

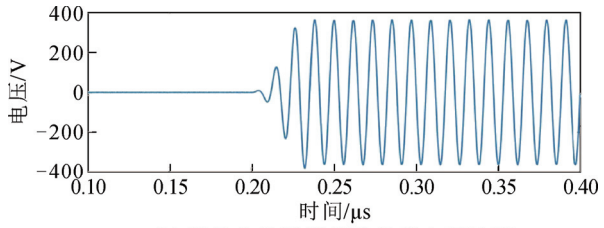


(a) 能量传输通道等效负载电压波形

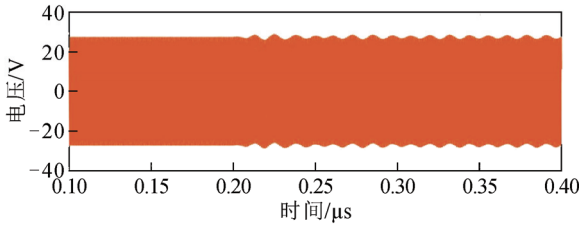
(b) 位置检测通道等效负载电压波形

图 14　能量传输通道对位置检测通道干扰仿真波形

Fig.14　The disturbance of power transfer channel on site detection channel in simulation



(a) 能量传输通道等效负载电压波形



(b) 位置检测通道等效负载电压波形

图 15 位置检测通道对能量传输通道干扰仿真波形

Fig.15 The disturbance of site detection channel on power transfer channel in simulation

3.2 不同频率下双通道 WPT 间干扰情况仿真

在其他参数不变的情况下，仅根据位置检测通道系统频率的变化而改变谐振补偿电路电容值。定义 ΔU_{SLa}、ΔU_{SLb} 分别为能量传输通道与位置检测通道等效负载上受扰动电压值；U_{SLa}、U_{SLb} 为能量传输通道与位置检测通道未受干扰时等效负载上电压值；ζ 为电压波动率，定义如式(23)所示。

$$\zeta = \frac{\Delta U_{\mathrm{SL}}}{U_{\mathrm{SL}}} \times 100\% \tag{23}$$

频率从 85 kHz 的两倍频 170 kHz 开始增加，直到 2 MHz 为止，通过 Simulink 仿真得出各频率下，ΔU_{SLa}、ΔU_{SLb} 的值，记录于表 2 中，并代入式(23)中计算得出各频率下电压波动率 ζ。根据表格中的数据，将系统频率与电压波动率之间的关系绘制于图 16 中。

从图 16 中可以看出，随着位置检测通道频率的增加，双通道 WPT 间的干扰均呈现下降的趋势。总体来看，能量传输通道受干扰程度远远小于位置检测通道。根据位置检测通道传输特性与接收端电压需求，认为受干扰率低于 10%为可接受水平，可以看出，在 620.5 kHz~1.58 MHz 范围内，能量传输通道与位置检测通道受干扰率均小于 10%，其中能量传输通道受干扰率低于 1%，受干扰程度极低；位置检测通道受干扰率最大值在 620.5 kHz 时出现，为 6%，最小值在 1.58 MHz 出现，为 1.92%；当频率为 1 MHz 时，能量传输通道与位置检测通道收干扰率分别为 0.54%与 2.42%，均在容许范围内。因

表 2 位置检测通道取不同频率时电压波动值

Table 2 Voltage fluctuation when the frequency of site detection channel differs

f_b/kHz	ΔU_{SLa}/V	U_{SLa}/V	ζ_a/%	ΔU_{SLb}/V	U_{SLb}/V	ζ_b/%
170	12	335.7	3.57	13.1	33	39.70
255	8.4	335.7	2.50	10	33	30.30
340	7.4	335.7	2.20	6.7	33	20.30
425	4.9	335.7	1.46	4.9	33	14.85
510	4	335.7	1.19	3.1	33	9.39
595	3.4	335.7	1.01	2.3	33	6.97
680	2.9	335.7	0.86	1.8	33	5.45
765	2.5	335.7	0.74	1.4	33	4.24
850	2.1	335.7	0.63	1.1	33	3.33
935	1.9	335.7	0.57	0.9	33	2.73
1000	1.8	335.7	0.54	0.8	33	2.42
1200	1.75	335.7	0.52	0.74	33	2.23
1400	1.71	335.7	0.51	0.68	33	2.05
1580	1.68	335.7	0.50	0.63	33	1.92
1800	1.64	335.7	0.49	0.61	33	1.86
2000	1.61	335.7	0.48	0.60	33	1.82

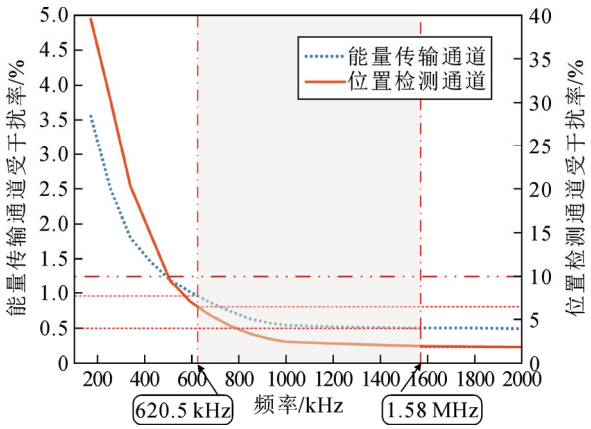


图 16 位置检测通道取不同频率时电压波动变化曲线

Fig.16 The changes in the value of voltage fluctuation when the frequency of site detection channel differs

此，位置检测通道频率选择区间 620.5 kHz~1.58 MHz 内，双通道间受干扰程度处于可接受范围。

3.3 位置检测通道发射端弱感性微失谐电路仿真

由于位置检测通道谐振补偿电路采用 S-S 拓扑，由 2.2 节内容可知，当发射端空载时，谐振补偿电路中的电流会急剧增加，为减小发射端空载时发射端电流，将谐振补偿电路配置成弱感性微失谐状态。

图 17 为谐振状态下位置检测通道发射端空载与带载电流波形，从图中可以看出，当发射端谐振补偿电路处于完全谐振状态时，无论发射端是否处于空载状态，谐振补偿电路电流与逆变器输出电压始终保持同相位。当发射端与接收端正对(发射端带

载)时，电流幅值保持在 1 A 左右，而当发射端空载时，电流急剧上升，达到 14 A。由于开关管内部存在内阻，开关管长时间通过大电流，其温升较为严重，影响开关管寿命。

系统空载和带载情况下，发射端电流幅值差距较大，若按带载电流的幅值确定开关管耐流值，考虑 1.5 倍安全裕量，开关管耐流值需大于 1.5 A；若按空载电流的幅值确定开关管耐流值，考虑 1.5 倍安全裕量，则开关管耐流值需大于 21 A。因此若能在不影响位置检测通道正常工作的情况下，降低发射端空载电流值，则可选择耐流值较小的开关管，降低系统成本。

于是将发射端谐振补偿电路配置为弱感性微失谐状态，保持线圈电感值不变，电容根据电路谐振或微失谐状态配置，如表 3 所示，在微失谐状态下，谐振电路固有频率从 1 MHz 下降至 816.4 kHz。补偿电路谐振状态下，发射端空载和带载时的电流波形如图 17 所示。由于该谐振补偿电路处于弱感性状态，电流稍滞后电压一定的角度。弱感性微失谐的状态下发射端电压电流波形如图 18 所示，无论发射端是否处于空载状态，谐振补偿电路中的电流幅值均小于 1 A，且空载与带载时电流幅值几乎不存在差别，有效削减了空载时发射端电流。

图 19 所示为位置检测通道发射端谐振与微失谐状态下，位置检测通道等效负载上的电压波形，发射端恰好谐振时，等效负载接收到的电压幅值约为 40 V，当发射端处于弱感性微失谐状态时，电压幅值下降至 20 V 左右，电压相位稍超前约 60°。位置检测通道主要根据发射端接受电压的大小，判断车辆位置，如图 4 所示，对比图 18 中两条曲线的幅值，虽然位置检测通道发射端处于微失谐状态，但接收端仍可接收到 20 V 电压。由 3.1 节内容可知，能量传输通道对位置检测通道的干扰约为 0.8 V，通过式(23)可以算得，微失谐状态下，位置检测通道受干扰率为 4%，处于可接受范围内。

4　移动式双通道 WPT 实验验证

为验证本文方案的可靠性，搭建实验平台如图 20 所示。能量传输通道输入为市电。逆变器开关管采用 SiC MOSFET，85 kHz 驱动信号由 DSP 控制板给出。谐振补偿电路电容电感参数同仿真参数保持一致，如表 4 所示。发射端输出接入整流电路后连接至负载。

表 3　谐振与微失谐状态电容值

Table 3　The parameter of capacitor in resonant circuit under the condition of resonant and little-detuned

名称	谐振状态	微失谐状态
发射端谐振电容	2 nF	3 nF
发射端线圈电感	12.67 μH	12.67 μH
固有谐振频率	1 MHz	816.4 kHz

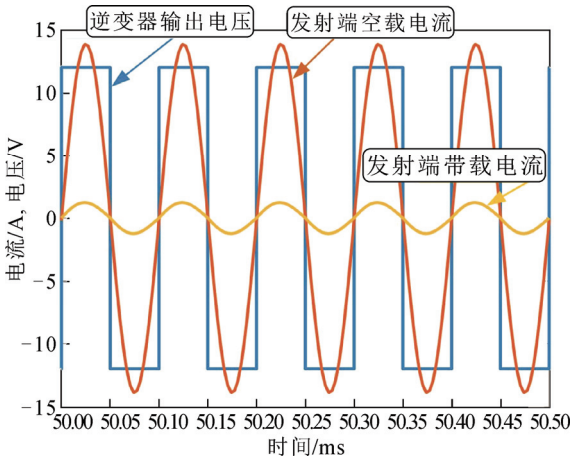


图 17　谐振状态下位置检测通道发射端空载与带载电流

Fig.17　The current of transmitter in site detection channel with load and no load under resonant condition

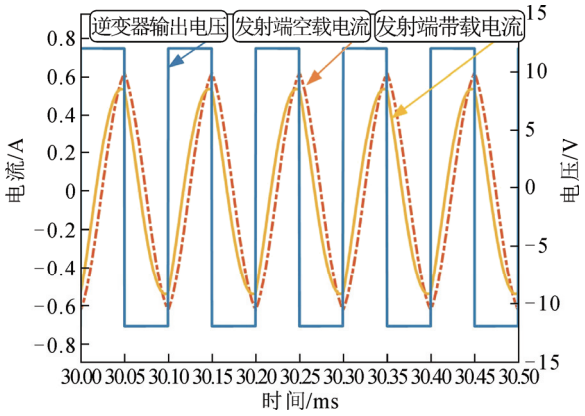


图 18　微失谐状态下位置检测通道发射端空载与带载电流

Fig.18　The current of transmitter in site detection channel with load and no load under little-detuned condition

位置检测通道输入为 24 V 车载电池，逆变器开关管采用 Si MOSFET，1 MHz 驱动信号由 CPLD 给出.发射端与接收端补偿电路考虑将发射端配置为弱感性微失谐状态，参数如表 5 所示。发射端输出接至切换控制板，主控芯片为 FPGA。移动式双通道 WPT 车载侧线圈为能量传输通道接收端线圈与位置检测通道接收端线圈，叠放布置于车辆底盘；

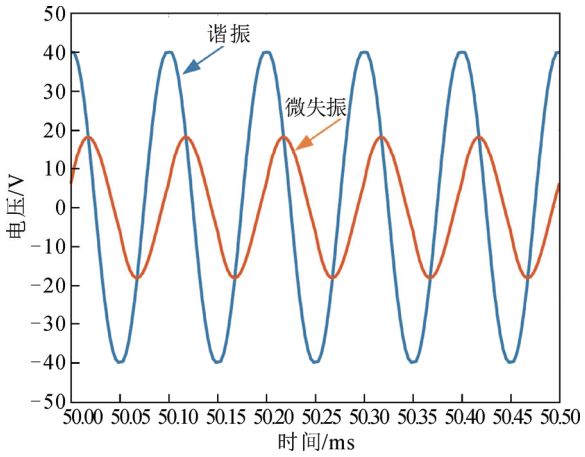


图 19 谐振和微失谐状态下等效负载电压波形

Fig.19 The voltage of equivalent load under resonant and little-detuned condition

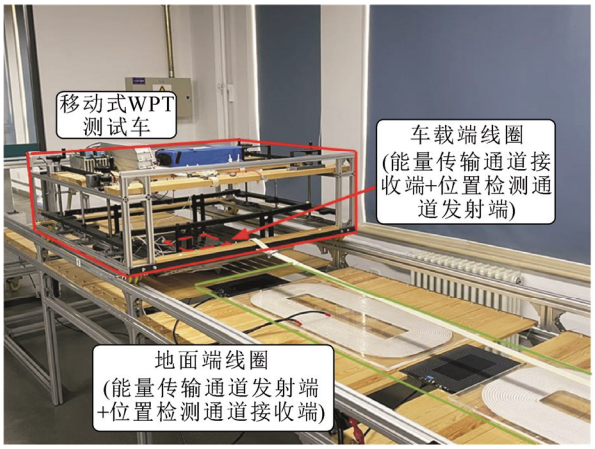


图 20 移动式双通道无线电能传输实验平台

Fig.20 Experiment facilities of dual-channel WPT

地面侧线圈为能量传输通道发射端线圈与位置检测通道接收端线圈，间隔布置，如图 21 所示。

4.1 各通道 WPT 单运行实验

单独运行能量传输通道与位置检测通道，测量发射端与接收端电压电流波形如图 22、23 所示，通过功率分析仪测量单独运行能量传输通道时发射端功率、接收端功率以及系统效率如图 24 所示。

图 22 中发射端电压电流为逆变器输出端电压电流，接收端电压为负载两端电压，接收端电流为整流器前端电流。图 23 功率分析仪中 U_{rms1}、I_{rms1} 分别为发射端电流电压；U_{rms2}、I_{rms2} 分别为接收端电流电压；P_1、P_2 分别为发射端与接收端功率；L_{oss1} 为系统功率损耗；η_1 为系统效率。

图 23 中发射端电压电流为逆变器输出端电压

表 4 能量传输通道线圈参数

Table 4 Parameters of coils employed in power transfer channel

参数名称	发射端线圈	接收端线圈
尺寸	80 cm×40 cm	20 cm×20 cm
匝数	21 匝	10 匝
利兹线股数	1300 股	2000 股
利兹线直径	13 mm	20 mm
是否有磁芯	是	是
自感	361 μH	53 μH

表 5 位置检测通道线圈参数

Table 5 Parameters of coils employed in site detection channel

名称	发射端线圈	接收端线圈
尺寸	20 cm×20 cm	20 cm×30 cm
匝数	9 匝	9 匝
铺铜厚度	68 μm	68 μm
线宽	4 mm	4 mm
是否有磁芯	是	是
自感	12.67 μH	25.33 μH

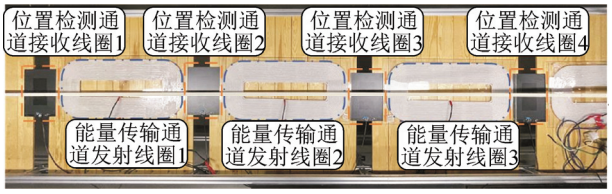


图 21 双通道 WPT 线圈布置图

Fig.21 Coils layout of dual-channel WPT

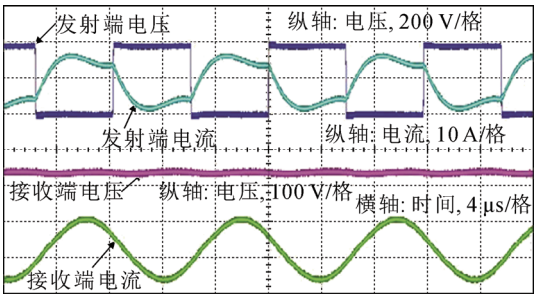


图 22 能量传输通道发射端与接收端电压电流波形

Fig.22 Waves of voltage and current in transmitting side and receiving side of power transfer channel

电流，接收端电压为整流电路前端电压，由于位置检测通道仅关注接收端电压，且线路位于 PCB 板内部不便测量，因此未测量位置检测通道接收端电流。

从图 24 实验结果可知，在各通道 WPT 单独运行时，能量传输通道运行效率可达 93%，功率可达 800 W，满足设计要求。由此可以得出，实验结果

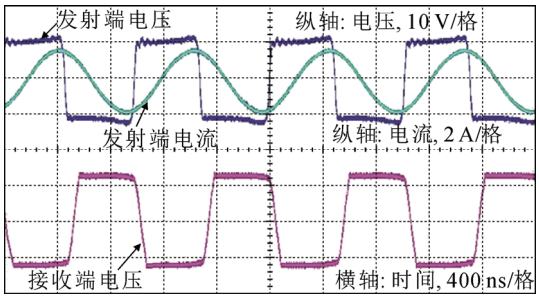


图 23　位置检测通道发射端与接收端电压电流波形

Fig.23　Waves of voltage and current in transmitting side and receiving side of site detection channel

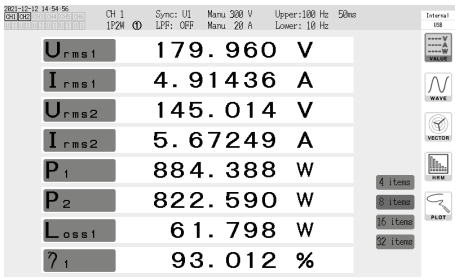


图 24　能量传输通道单独运行功率与效率分析

Fig.24　Power and efficiency of power transfer channel

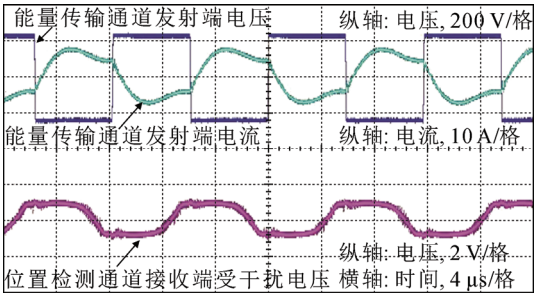


图 25　能量传输通道对位置检测通道干扰波形

Fig.25　Disturbance on site detection channel from power transfer channel

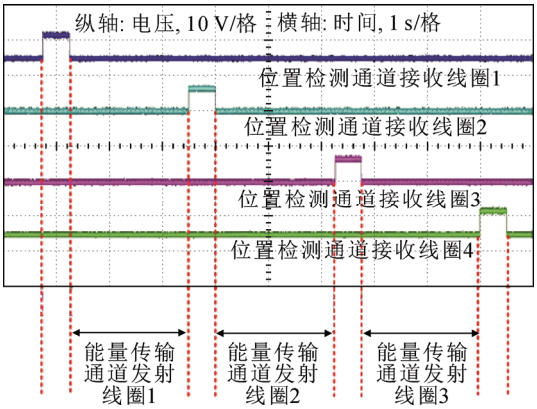


图 26　车辆行驶中经比较电路后位置检测通道输出电压

Fig.26　The wave of output voltage after voltage-comparing circuit in receiving side of site detection channel when vehicle is running

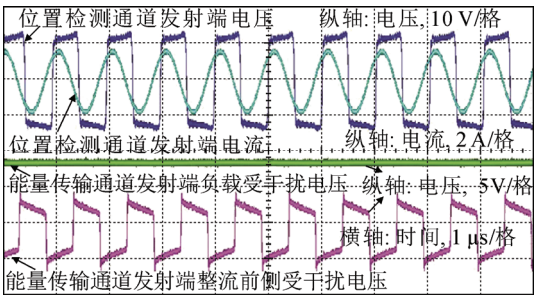


图 27　位置检测通道对能量传输通道干扰波形

Fig.27　Disturbance on power transfer channel from site detection channel

与仿真结果类似，能量传输通道与位置检测通道在单独运行不受干扰的情况下，系统运行情况比较理想。

从图 25 中可以看出，当能量传输通道正常工作时，位置检测通道接收端测量到的干扰值为 1 V。由式(23)计算得，位置检测通道受干扰率约为 5%，与仿真结果近似，可以认为 1 MHz 的频率下，位置检测通道受干扰率处于可接受水平。

4.2　双通道间干扰实验

同时运行能量传输通道与位置检测通道，在车辆行进状态下测量各段位置检测通道接收端经比较电路后输出信号，如图 26 所示，该信号连接至切换板，作为能量传输通道各段发射线圈的切换信号。从图中可以看出，当车辆远离某段位置检测通道接收线圈时，对应输出信号为零，当车辆靠近该段接收线圈时，输出信号幅值为 5 V 且输出信号波形较为稳定，证明在频率取 1 MHz 的情况下，能量传输通道对位置检测通道的干扰处于可接受水平，对车辆位置判断的准确性几乎没有影响。

仅运行位置检测通道，于能量传输通道接收端整流电路前端以及负载前端测量其受干扰电压，波形如图 27 所示。同时运行能量传输通道与位置检测通道，用功率分析仪测量能量传输通道发射端与接收端功率以及系统效率，如图 28 所示。

能量传输通道对位置检测通道影响有限，从波形图 27 中可以看出，干扰值约为 3 V。由图 24 可知，其单独运行时，接收端电压为 145 V，通过式(23)计算可得，能量传输通道受干扰率为 2%，与仿真结果相近，处于较低水平。

对比图 24 与图 28，仅运行能量传输通道时，系统效率为 93%，而同时运行能量传输与位置检测通道时，系统效率为 91%，且接收端功率变化不大。由此可得，位置检测通道对能量传输通道的影响较

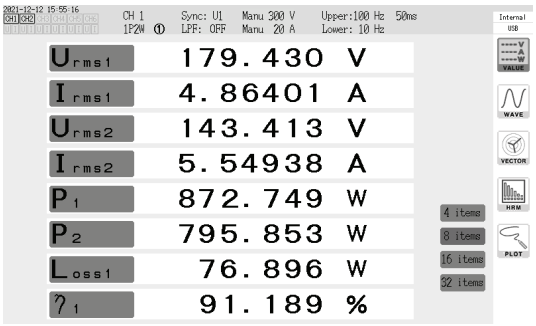


图 28 能量传输通道受干扰时功率与效率分析

Fig.28 Power and efficiency analysis of power transfer channel under disturbance

小，在容许范围内。

5 结论

本文提出了双通道 WPT，应用于移动式 WPT 中实现对车辆位置的实时检测。本文主要工作如下：

1）建立了四线圈耦合模型，通过理论研究得出双通道间的干扰与位置检测通道的频率有关。

2）确定了能量传输通道与位置检测通道频率，并研究得出该频率下双通道间的干扰程度较低。

3）针对位置检测通道的 S-S 型补偿拓扑，设计了弱感性微失谐补偿电路，在保证系统正常工作的同时，避免了空载发射端电流过大的问题。

在本文最后通过实验验证了方案的合理性，能量传输通道传输效率为 91%，相较该通道单独运行情况，效率仅下降 2%，且传输功率基本保持不变。位置检测通道受能量传输通道的影响小于 4%，在可接受范围内。实验结果表明，移动式双通道 WPT 能够实现车辆位置实时检测、能量传输发射线圈分段切换功能，具有一定的工程应用价值。

参考文献 References

[1] PATIL D, MCDONOUGH M K, MILLER J M, et al. Wireless power transfer for vehicular applications: overview and challenges[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 3-37.

[2] 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.

[3] 沈 栋，杜贵平，丘东元，等. 无线电能传输系统电磁兼容研究现况及发展趋势[J]. 电工技术学报，2020，35(13)：2855-2869.
SHEN Dong, DU Guiping, QIU Dongyuan, et al. Research status and development trend of electromagnetic compatibility of wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(13): 2855-2869.

[4] 范兴明，高琳琳，莫小勇，等. 无线电能传输技术的研究现状与应用综述(英文)[J]. 电工技术学报，2019，34(7)：1353-1380.
FAN Xingming, GAO Linlin, MO Xiaoyong, et al. Overview of research status and application of wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(7): 1353-1380.

[5] 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.

[6] 石坤宏，程志江，王维庆，等. 3 种谐振式无线电能传输系统的电路法模型及其特性[J]. 高电压技术，2021，47(6)：2240-2249.
SHI Kunhong, CHENG Zhijiang, WANG Weiqing, et al. Circuit model and characteristics of three resonant wireless power transmission systems[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(6): 2240-2249.

[7] 尹成科，徐博翎. 植入式人工心脏无线电能传输研究进展[J]. 电工技术学报，2015，30(19)：103-109.
YIN Chengke, HSU B. Wireless power transfer for implantable ventricular assistance: a review[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 103-109.

[8] ZHANG Z, PANG H L, GEORGIADIS A, et al. Wireless power transfer—an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(2): 1044-1058.

[9] ZHAO F D, JIANG J H, CUI S M, et al. Research on bipolar nonsalient pole transmitter for high-power EV dynamic wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2404-2412.

[10] 蒋 成，孙 跃，王智慧，等. 电动汽车无线供电导轨切换模式分析[J]. 电力系统自动化，2017，41(12)：188-193.
JIANG Cheng, SUN Yue, WANG Zhihui, et al. Switching mode analysis of wireless supplying rail for electric vehicles[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(12): 188-193.

[11] VAHEEDA J T, GEORGE B. TMR sensor-based detection of EVs in semi-dynamic traffic for optimal charging[J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 21(8): 13721-13730.

[12] 方琪琦. 基于磁定位检测技术的电动汽车动态无线供电系统控制研究[D]. 北京：北京交通大学，2017.
FANG Qiqi. Research on the control of dynamic wireless power transfer system for electric vehicle based on magnetic positioning technology[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2017.

[13] 刘超群，魏 斌，吴晓康，等. 电动汽车移动式无线充电技术工程化应用研究[J]. 电网技术，2019，43(6)：2211-2218.
LIU Chaoqun, WEI Bin, WU Xiaokang, et al. Engineering application of dynamic wireless charging technology for electric vehicles[J]. Power System Technology, 2019, 43(6): 2211-2218.

[14] NAGENDRA G R, CHEN L, COVIC G A, et al. Detection of EVs on IPT highways[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 584-597.

[15] 徐 勇. 电动汽车无线供电系统导轨切换的检测和控制[D]. 重庆：重庆大学，2016.
XU Yong. The detection and control of coil switching for wireless EV power supply system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2016.

[16] 武振芳. 无线电能与全双工信号同步传输技术研究[D]. 哈尔滨工业大学，2020.
WU Zhenfang. Research on synchronous transmission technology of wireless power and full duplex data[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020.

[17] 梁留欢，刘志珍，范书静，等. 应用于双负载同步供电的双频无线电能传输系统[J]. 中国电机工程学报，2020，40(10)：3297-3309.
LIANG Liuhuan, WANG Zhizhen, FAN Shujing, et al. Dual-band wireless power transmission system for dual-load synchronous power supply[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10): 3297-3309.

[18] CHENG C W, LI W G, ZHOU Z, et al. A load-independent wireless power transfer system with multiple constant voltage outputs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3328-3331.

[19] WANG X Q, XU J P, MA H B, et al. A high efficiency LCC-S compensated WPT system with dual decoupled receive coils and cascaded PWM regulator[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(12): 3142-3146.

[20] 国家市场监督管理总局，国家标准化管理委员会. 电动汽车无线充电系统　第 1 部分：通用要求：GB/T 38775.1—2000[S]. 北京：中国标准出版社，2020：32.
State Administration of Market Supervision and Administration of the People's Republic of China, Standardization Administration. Electric vehicle wireless power transfer—Part 1: general requirements: GB/T 38775.1—2000[S]. Beijing, China: Standards Press of China, 2020: 32.

[21] 国家市场监督管理总局，国家标准化管理委员会. 电动汽车无线充电系统　第 2 部分：车载充电机和无线充电设备之间的通信协议：GB/T 38775.2—2020[S]. 北京：中国标准出版社，2020：60.
State Administration of Market Supervision and Administration of the People's Republic of China, Standardization Administration. Electric vehicle wireless power transfer—Part 2: communication protocols between on-board charger and wireless power transfer device: GB/T 38775.2—2020[S]. Beijing, China: Standards Press of China, 2020: 60.

[22] 刘书铭，施　红，冯　蕾. 考虑集肤效应与邻近效应的变压器谐波损耗模型[J]. 电力自动化设备，2015，35(3)：133-139.
LIU Shuming, SHI Hong, FENG Lei. Transformer harmonic loss model considering skin effect and proximity effect[J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(3): 133-139.

[23] 赵　毅，文　韬，倪鹤立，等. 电力变压器低压螺旋绕组导线换位结构下电流分布特性[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3218-3225.
ZHAO Yi, WEN Tao, NI Heli, et al. Characteristics of current distribution under the transposition structure in low voltage helical winding of power transformer[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3218-3225.

[24] 李志广，沈　湛，潘　鹏，等. 基于集肤效应与邻近效应的静电除尘变压器绕组谐波损耗优化设计[J]. 电力自动化设备，2018，38(11)：141-147.
LI Zhiguang, SHEN Zhan, PAN Peng, et al. Harmonic loss optimization design of electrostatic precipitation transformer winding based on skin and proximity effects[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(11): 141-147.



江炳蔚
1996—，男，硕士生
主要从事无线电能传输方面的研究工作
E-mail: bingwei_jiang@yeah.net
JIANG Bingwei



魏　斌(通信作者)
1978—，男，博士，教授级高工
主要从事无线电能传输方面的研究工作
E-mail: weibin@epri.sgcc.com.cn
WEI Bin
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2021-12-22　修回日期　2022-10-27　　编辑　陈　蔓