DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.8.220 **中图分类号**：TM73.6 **文献标志码**：A

基于脉冲密度调制的PSK通信下无线电能传输系统前馈功率补偿器的设计研究

宗思佳[1]，李 明[1]，王呈轩[1]，郑云平[1]，樊艳芳[2]
(1.国网新疆电力有限公司电力科学研究院，乌鲁木齐 830011；2.新疆大学电气工程学院，乌鲁木齐 830011)

摘要：无线电能传输WPT(wireless power transfer)系统通常需要效率优化和功率调节的双侧协同控制，因此要求发射侧和接收侧之间建立无线通信链路。相移键控PSK(phase shift keying)通信具有高安全性和低硬件成本的优点，是WPT系统的一个很好的选择，然而，PSK通信所需的转换器相位调制将引起输出功率和电压波动。首先分析了相位调制深度与输出波动幅度之间的关系，然后提出了一种基于脉冲密度调制的前馈功率补偿方法，用以补偿PSK通信引起的输出电压波动。实验结果表明，所提功率补偿器可以在没有大容量输出滤波电容的情况下将输出电压波动抑制到可忽略不计的水平，可以证明所提方法克服了WPT系统中PSK通信的主要缺点。

关键词：无线电能传输；前馈功率补偿器；相移键控；脉冲密度调制

Research on Design of PDM-based Feedforward Power Compensator for PSK Communication in WPT System

ZONG Sijia[1], LI Ming[1], WANG Chengxuan[1], ZHENG Yunping[1], FAN Yanfang[2]
(1. Electric Power Research Institute, State Grid Xinjiang Electric Power Co., Ltd., Urumqi 830011, China; 2. School of Electrical Engineering, Xinjiang University, Urumqi 830011, China)

Abstract: A wireless power transfer (WPT) system usually needs dual-side cooperated control for efficiency optimization and power regulation, which requires the establishment of a wireless communication link between the transmitter and the receiver. Phase shift keying (PSK) communication is a good choice for WPT systems because of its advantages of high security and low hardware cost. However, the converter phase modulation required by the PSK communication will cause output power and voltage fluctuations. The relationship between the phase modulation depth and output fluctuation amplitude is analyzed. Then, a pulse density modulation-based feedforward power compensation method is put forward to compensate for the output voltage fluctuations caused by the PSK communication. Experimental results show that the proposed power compensator can suppress the output voltage fluctuations to an insignificant level without a large output filter capacitor, indicating that the proposed method overcomes the main drawback of PSK communication in WPT systems.

Keywords: Wireless power transfer (WPT); feedforward power compensator; phase shift keying (PSK); pulse density modulation

收稿日期：2024-09-25；**修回日期**：2024-11-07，2024-12-02；
录用日期：2024-12-13；**网络首发日期**：2025-01-06
基金项目：新疆维吾尔自治区自然科学基金资助项目(2022D01C365, 2022D01C662)
This work is supported by Natural Science Foundation of Xinjiang Uygur Autonomous Region under the grants 2022D01C365 and 2022D01C662

无线电能传输 WPT (wireless power transfer)系统通常被要求具有稳定的输出功率和更高的传输效率[1-2]。为了实现上述目标，研究人员提出了各种双侧协同控制方法，目前应用较为广泛的为最大效率点跟踪 MEPT(maximum efficiency point tracking)控制策略[3]。上述协同控制方法通常需要

系统的发射侧和接收侧之间建立无线通信链路，用以交换控制、反馈信号[4]。

无线通信链路可以通过不同的方法建立，包括 Wi-Fi[5]、蓝牙[6]、附加感应链路[7-8]、光耦合器[9]、频分复用[10-11]、幅移键控 ASK(amplitude shift keying)[12-13]、相移键控 PSK (phase shift keying)[14-15]等。其中 Wi-Fi、蓝牙、附加感应链路和光耦合器方法在功率发射侧和功率接收侧之间使用单独的通信信道，并且需要独立于无线电能传输系统的附加硬件，从而导致系统的复杂性和建设成本增加。上述通信方式的自身不稳定性会导致系统的不确定延迟，最终降低系统的运行可靠性和安全性。频分复用的原理是在一侧的谐振电流中注入频率远高于谐振频率的信号载波，在另一侧检测信号载波并完成解调，但这种通信方法仍然需要额外的信号注入和检测部件，并且需要承担低信噪比带来的不利影响。相比之下，ASK 和 PSK 利用谐振电流作为信号载波，并通过现有的功率转换器对信号进行调制、解调，前者将信号调制为电流幅度，而后者则调制为电流相位，ASK 的调制深度会明显高于 PSK，这将导致系统效率下降，从上述分析可知，具有低硬件成本和高安全性的 PSK 通信更适合追求高效率的 WPT 系统。

然而，PSK 会对功率流动带来一定的影响，导致明显的输出功率和电压波动。为了降低波动幅值，研究人员在 PSK 通信的基础上提出了一种频率调制相移键控 FMPSK (frequency-modulated phase shift keying)通信方法[16]，该方法以非常浅的相位调制深度确保数据精度。尽管如此，由于硬件的有限相位分辨率、相位调制深度存在下限，因此 FMPSK 仍然会引起小的直流电压波动，特别是 WPT 系统的输出滤波器电容容量相对较小时。

为了解决上述问题，本文推导了相位调制深度与输出功率/电压波动之间的关系，并基于此关系提出了一种基于脉冲密度调制 PDM(pulse density modulation)的前馈功率补偿方法，用以消除 FMPSK 通信引起的波动。

1　FMPSK 通信引起的输出功率、电压波动分析

1.1　由 FMPSK 通信实现 MEPT 功能的 WPT 系统分析

基于FMPSK通信实现闭环MEPT控制的WPT系统结构如图 1 所示。该系统中逆变器输入电压 u_{in}、整流器输出电压 u_{o}和谐振电流 i_1、i_2的稳态基波相量 $\boldsymbol{U}_{\text{in}}$、$\boldsymbol{U}_{\text{o}}$、$\boldsymbol{I}_1$和 $\boldsymbol{I}_2$满足

$$\begin{cases} \mathrm{j}\omega_{\text{s}}M\boldsymbol{I}_2+\left(\mathrm{j}\omega_{\text{s}}L_1+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega_{\text{s}}C_1}+R_1\right)\boldsymbol{I}_1=\boldsymbol{U}_{\text{in}} \\ \mathrm{j}\omega_{\text{s}}M\boldsymbol{I}_1+\left(\mathrm{j}\omega_{\text{s}}L_2+\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega_{\text{s}}C_2}+R_2\right)\boldsymbol{I}_2=\boldsymbol{U}_{\text{o}} \end{cases} \tag{1}$$

式中：L_1和 L_2、C_1和 C_2、R_1和 R_2分别为发射侧及接收侧的电感、电容、等效串联电阻 ESR(equivalent series resistance)；ω_{s}为角开关频率；M为互感。如果忽略 ESR 且谐振频率等于 ω_{s}，则式(1)可以简写为

$$\begin{cases} \mathrm{j}\omega_{\text{s}}M\boldsymbol{I}_2\approx\boldsymbol{U}_{\text{in}} \\ \mathrm{j}\omega_{\text{s}}M\boldsymbol{I}_1\approx\boldsymbol{U}_{\text{o}} \end{cases} \tag{2}$$

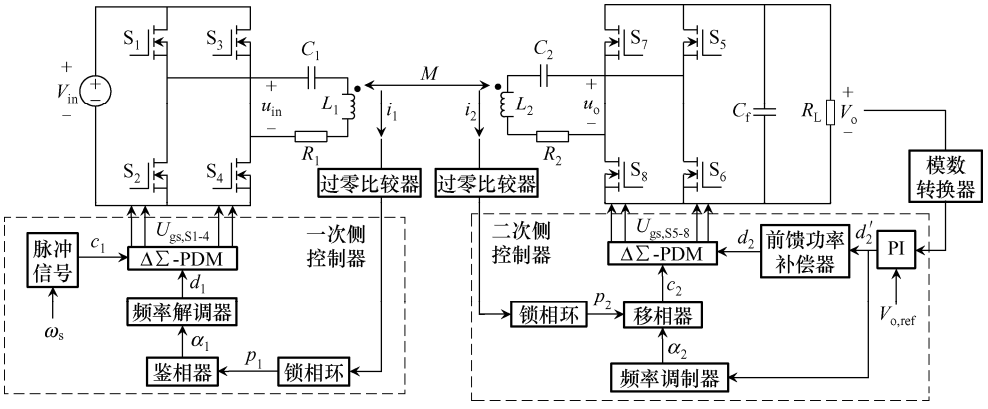


图 1　FMPSK 通信下含前馈功率补偿器的 WPT 系统结构

Fig. 1 Structure of WPT system with feedforward power compensator under FMPSK communication

根据式(2)可得相角满足

$$\begin{cases} \angle \boldsymbol{I}_2 + \dfrac{\pi}{2} \approx \angle \boldsymbol{U}_{\text{in}} \\ \angle \boldsymbol{I}_1 + \dfrac{\pi}{2} \approx \angle \boldsymbol{U}_{\text{o}} \end{cases} \tag{3}$$

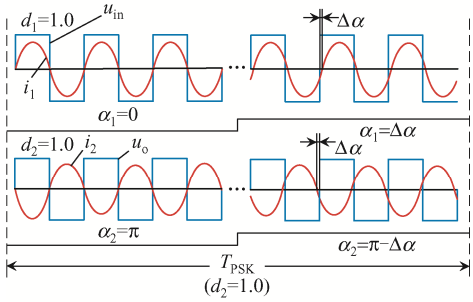
可进一步得到

$$(\angle \boldsymbol{U}_{\text{in}} - \angle \boldsymbol{I}_1) \approx \pi - (\angle \boldsymbol{U}_{\text{o}} - \angle \boldsymbol{I}_2) \tag{4}$$

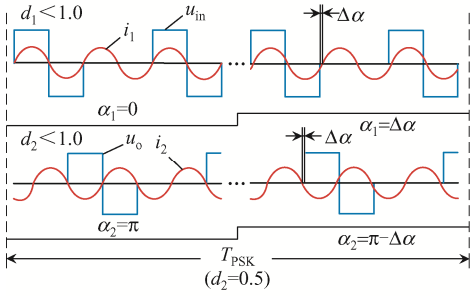
设定 $\alpha_1=\angle \boldsymbol{U}_{\text{in}} - \angle \boldsymbol{I}_1$，$\alpha_2=\angle \boldsymbol{U}_{\text{o}} - \angle \boldsymbol{I}_2$，则式(4)可以写为

$$\alpha_1 \approx \pi - \alpha_2 \tag{5}$$

基于上述相位关系，FMPSK 通信信号可从功率接收侧发送到功率发射侧，且信号传输方向与功率传输方向相反。然而，通信信号不能直接用 α_1 和 α_2 的大小表示，因为可能存在谐振频率偏差和 ESR 影响的情况，从而导致式(5)中相位关系的精确度降低。在系统实际运行过程中，其理想工作波形如图 2 所示，FMPSK 通信要求在 π 和 π–Δα 之间周期性地移动 α_2，从而导致 α_1 在 0 和 Δα 之间移动，因此选择用 Δα 来表示通信信号，图中 T_{PSK} 为与通信数据相关的移动周期，且 T_{PSK} 是脉冲密度 d_2 的函数。



(a) 全负载的理想工作波形



(b) 部分负载的理想工作波形

图 2 FMPSK 通信下 WPT 系统的理想工作波形

Fig. 2 Ideal working waveforms of WPT system under FMPSK communication

在实际的运行过程中，二次侧本地控制电路中的比例积分 PI(proportional integral)控制器通过对比 WPT 系统的输出电压与输出电压的参考值，实时调整二次侧 ΔΣ-PDM 控制器的 d_2，从而保证输出电压 V_{o} 的稳定。d_2 同时也作为频率调制器的输入信号确定 T_{PSK}，具体为

$$T_{\text{PSK}} = T_{\text{PSKmax}} - d_2(T_{\text{PSKmax}} - T_{\text{PSKmin}}) \tag{6}$$

调制器的输出信号为 α_2，且 α_2 是一个以 T_{PSK} 为周期、在 π 和 π–Δα 之间移动的角度；与此同时，经过过零比较器与锁相环得到的脉冲信号为 p_2，且 p_2 与 i_2 是同频同相的。将 α_2 与 p_2 输入移相器，将 p_2 超前 α_2 得到一个新的脉冲 c_2，并将其作为二次侧 ΔΣ-PDM 控制器的另一个输入信号，使 u_{o} 超前 i_2 一个角度 α_2。

在 WPT 系统的一次侧，由一次侧本地控制电路向一次侧 ΔΣ-PDM 控制器提供一个脉冲信号 c_1，其中 c_1 的频率与系统固定频率 ω_{s} 保持一致，并通过相同的方法得到与 i_1 同频同相的脉冲信号 p_1，并将 c_1 与 p_1 均送入一次侧控制器中的鉴相器，鉴相器的输出信号为 α_1。由于频率解调器与二次侧控制器中的频率调制器的调制过程是完全可逆的，因此通过频率解调器解调 α_1 得到 T_{PSK}，并将 d_2 恢复为

$$d_2 = \frac{T_{\text{PSKmax}} - T_{\text{PSK}}}{T_{\text{PSKmax}} - T_{\text{PSKmin}}} \tag{7}$$

基于频率解调器得到 d_2，从而进一步导出脉冲密度 d_1，并将其作为一次侧 ΔΣ-PDM 控制器的另一个输入信号。

通过上述通信与控制的过程，可以实现对 WPT 系统的闭环 MEPT 控制，虽然该方法对系统的功率影响很小，但调制过程中 Δα 以 T_{PSK} 为周期的不断变化将导致 α_2 在 π 到 π–Δα 之间不断变化。在 α_2=π 时，二次侧到一次侧的反射电阻是纯阻性的；但在 α_2=π–Δα 时，反射电阻带有一定的容性，说明系统中存在一定的无功功率，这会导致系统中存在一定的输出功率波动与输出电压波动，且波动量与调制深度 Δα 有关，调制深度越深，波动量越大，这就与 MEPT 期望的控制结果产生了不可避免的偏差。

1.2 含 FMPSK 通信的 WPT 系统输出功率及输出电压的波动分析

为消除输出功率波动与输出电压波动，首先应推导出具体的波动函数表达式。由 FMPSK 通信引起的输出功率、电压波动可以通过图 3 进行分析。

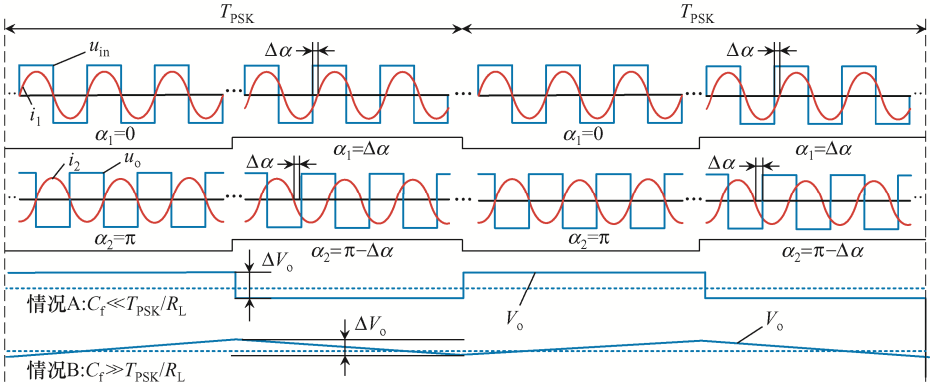


图 3　FMPSK 通信下的谐振电压、电流波形及 WPT 系统各类情况的输出电压波形

Fig. 3 Resonant voltage and current waveforms and output voltage waveforms of the WPT system in various situations under FMPSK communication

图 3 中以 T_{PSK} 为周期不断变化的 $\Delta\alpha$ 会导致 α_2 在 π 到 π–Δα 之间不断变化，从而引起 α_1 在 0 到 Δα 之间的不断改变。在 α_2=π–Δα 时，反射电阻带有一定的容性，无功功率的存在会导致输出电压 V_o 有所跌落，而 α_2 的周期性变化将引起输出电压的周期性跌落，因此存在输出电压波动现象。

当忽略有源整流器的功率损耗时，系统的输出功率可由 $\boldsymbol{U}_o$、$\boldsymbol{I}_2$ 及其相位差 α_2 推导得出，表示为

$$P_o = -|\boldsymbol{I}_2||\boldsymbol{U}_o|\cos\alpha_2 \tag{8}$$

根据式(2)可知 $\boldsymbol{I}_2$ 的大小可以近似表示为

$$|\boldsymbol{I}_2| \approx \frac{|\boldsymbol{U}_{in}|}{\omega_s M} \tag{9}$$

ΔΣ-PDM 控制下的 $\boldsymbol{U}_{in}$ 和 $\boldsymbol{U}_o$ 及 WPT 系统的输入电压 V_{in} 和输出电压 V_o 之间的关系[17]为

$$\begin{cases} \boldsymbol{U}_{in} = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} d_1 \\ \boldsymbol{U}_o = \dfrac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o d_2 \end{cases} \tag{10}$$

将式(9)和式(10)代入式(8)，可以得到系统输出功率的具体表达式为

$$P_o = -\frac{8}{\pi^2}\frac{V_{in}V_o}{\omega_s M} d_1 d_2 \cos\alpha_2 \tag{11}$$

由于输出功率 P_o 与 α_2 相关，因此 FMPSK 要求 α_2 在 π 和 π−Δα 之间的周期性位移导致 P_o 波动，其表达式为

$$\Delta P_o = P_o\big|_{\alpha_2=\pi} - P_o\big|_{\alpha_2=\pi-\Delta\alpha} = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{in}V_o}{\omega_s M} d_1 d_2 [1-\cos(\Delta\alpha)] \tag{12}$$

当输出滤波电容 C_f 较小、使得 $C_f \ll T_{PSK}/R_L$ 时，系统在每次移动 α_2 后进入稳态，因此可以推出由 ΔP_o 引起的如图 3 情况 A 所示的输出电压波动函数表达式为

$$\Delta V_o = \frac{16}{\pi^2}\frac{V_{in}}{\omega_s M} R_L d_1 d_2 [1-\cos(\Delta\alpha)] \tag{13}$$

由式(13)可知，系统输出电压的波动量与 Δα 有关，且调制深度越深，波动量就会越大。

根据经验，当遇到输出电压波动较大的问题时，通常会优先选择增大滤波电容 C_f 的值来消除电压波动，此时 $C_f \gg T_{PSK}/R_L$。在这种情况下，在每次移动 α_2 后系统没有足够的时间进入稳态，采用大滤波电容时输出电压的波形示意如图 3 中的情况 B 所示。

由于 FMPSK 通信中 α_2 =π 和 α_2=π−Δα 的占空比均为 50%，因此输出电压的峰峰值波动由电荷等效原理重新推导，该情况下输出电压波动量可表示为

$$\Delta V_o = \frac{V_{in} T_{PSK}[1-\cos(\Delta\alpha)]}{\pi^2 C_f \omega_s M} \tag{14}$$

通过式(14)可知，ΔV_o 与调制深度 $\Delta\alpha$ 成正比，同时与滤波电容 C_f 成反比，理论上只要采用足够大的输出滤波电容，即可忽略 $\Delta\alpha$ 对输出电压的影响，从而有效抑制输出电压的波动。然而，在实际应用中，较大容量的滤波电容体积更大，所需安装空间更大，还会导致功率密度较低、成本较高及动态响应较慢等问题，此外，大滤波电容造成的 ESR 损耗降低了 WPT 系统的整体效率，且不同 WPT 系统的工作环境、实际参数不同，所需要的滤波电容值也不同，说明采用大滤波电容并不是一种通用的方法，因此需要一种更为简洁通用的补偿方式。

2 前馈功率补偿器的设计

为保证 WPT 系统运行在高效率点，同时保证稳定的电压、功率输出，且避免使用高容量的输出滤波电容器，基于 ΔΣ-PDM 提出了一种前馈功率补偿器来抑制由 FMPSK 引起的输出电压波动，其位置在二次侧控制电路中的 ΔΣ-PDM 控制器与 PI 控制器之间，其效果如图 4 所示。该控制器的优点在于将前馈功率补偿控制器集成于系统的控制电路与通信电路之中，不要求额外加设其他硬件，因此不会带来额外的功率损耗。

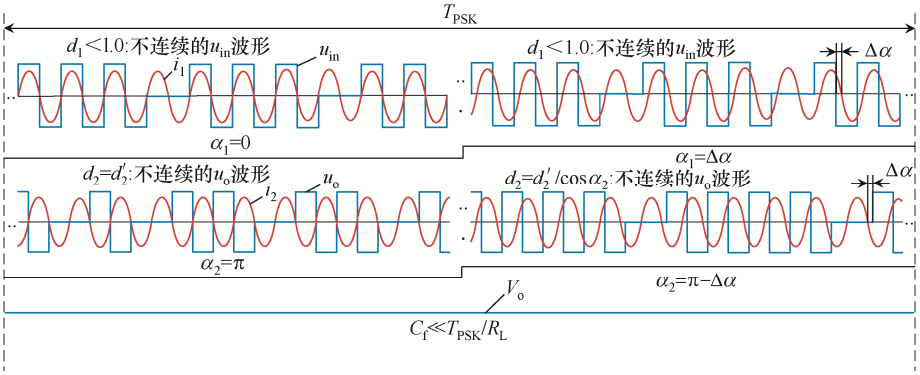


图 4 前馈功率补偿控制器下，FMPSK 通信引起的输出电压波动示意

Fig. 4 Schematic of output voltage fluctuations caused by FMPSK communication under feedforward power compensation controller

根据式(14)可知，V_{in} 和 ω_s 一般是固定的，M 和 R_L 通常由用户侧决定，只有 d_1 和 d_2 可以作为控制自由度，因此通过周期性调整 d_1 和 d_2 来补偿由于 α_2 的周期性偏移引起的功率波动。

在输出功率不变的情况下，如果负载等条件不变，输出电压的波动也会被消除，考虑到 WPT 系统中一次侧和二次侧之间没有有线连接，FMPSK 的通信过程需要一定的时间，因此一次侧不会立即感应到 α_2 的偏移和 P_o 的波动。基于上述分析，可仅调整 d_2 以补偿输出电压波动，补偿过程只需要一次测本地信息，可有效降低控制的复杂度。

为了保持系统的输出功率 P_o 不变，d_2 和 $\cos\alpha_2$ 的乘积应该保持不变，应让前馈功率补偿器的脉冲密度 d_2' 与 d_2 的函数关系为

$$d_2 = -\frac{d_2'}{\cos\alpha_2} \tag{15}$$

式中，d_2' 根据所需功率的不同由 PI 控制器给出，此时系统的输出功率可表示为

$$P_o = \frac{8}{\pi^2}\frac{V_{in}V_o}{\omega_s M} d_1 d_2' \tag{16}$$

由于 P_o 是常数，因此要求 d_2 周期性的随 α_2 变化，这是通过图 5 所示的前馈功率补偿器中的判断

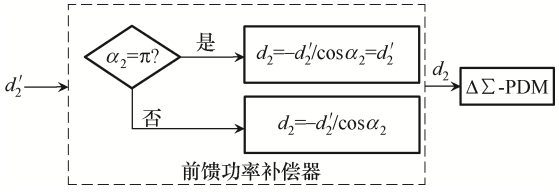


图 5 前馈功率补偿控制器的工作逻辑

Fig. 5 Working logic of feedforward power compensation controller

逻辑实现的。

当 d_2' 输入前馈补偿器后，需要对 α_2 的值进行判断，FMPSK 通信下的 α_2 具有 2 种不同的工作状态，当 $\alpha_2=\pi-\Delta\alpha$ 时，输出的 d_2 满足式(15)；当 $\alpha_2=\pi$ 时，$d_2=d_2'$。

3　仿真验证

为验证所提前馈功率补偿器的有效性，在 MATLAB/Simulink 中搭建如图 1 所示仿真模型，仿真参数见表 1。

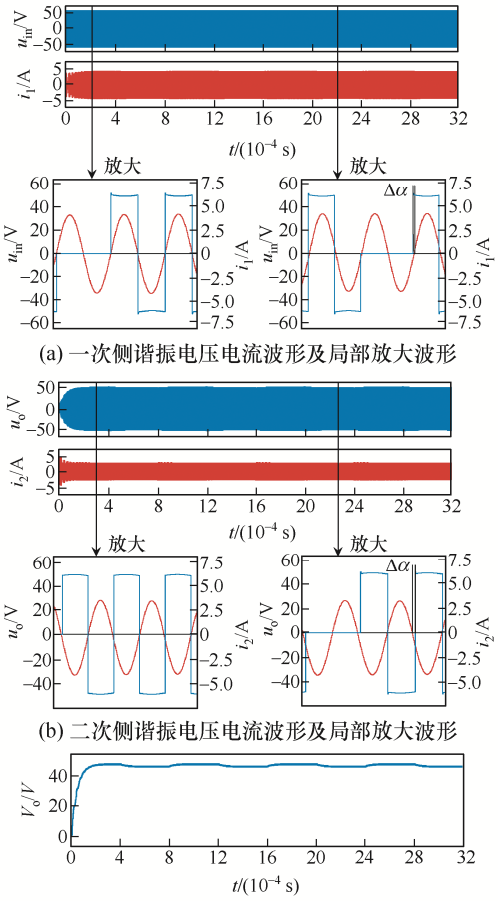
表 1　WPT 系统仿真参数

Tab. 1 Simulation parameters of WPT system

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	50
补偿电容 C_1、C_2/pF	400
耦合系数 k	0.03
谐振频率 f_{r1}、f_{r2}/MHz	1
脉冲信号 c_1 频率 f/MHz	1
额外加入的滤波电容 C/μF	100
输出电压参考值 $V_{o,ref}$/V	50
谐振电感 L_1、L_2/μH	63.3
串联等效电阻 R_1、R_2/Ω	1
互感 M/μH	1.90
质量因数 Q_1、Q_2	400
开关频率 f_s/MHz	1
滤波电容 C_f/μF	6
负载电阻 R_L/Ω	100

为进一步验证所提前馈功率补偿器对输出电压波动的抑制效果，在仿真过程中设置了 3 组对比实验：第一组实验滤波电容为 6 μF，不含前馈功率补偿器；第二组实验以第一组实验为基础，在原有的滤波电容上额外并联一个 100 μF 的大电容，此时系统的滤波电容为 106 μF，不含前馈功率补偿器；第三组实验滤波电容为 6 μF，含前馈功率补偿器。3 组实验的仿真结果如图 6~图 8 所示。

图 6 中展示了 u_{in}、i_1 和 u_o、i_2 以及 V_o 的动态波形，可以看出在 WPT 系统进入稳态后，输出电压存在一定的波动。为进一步分析电压、电流之间



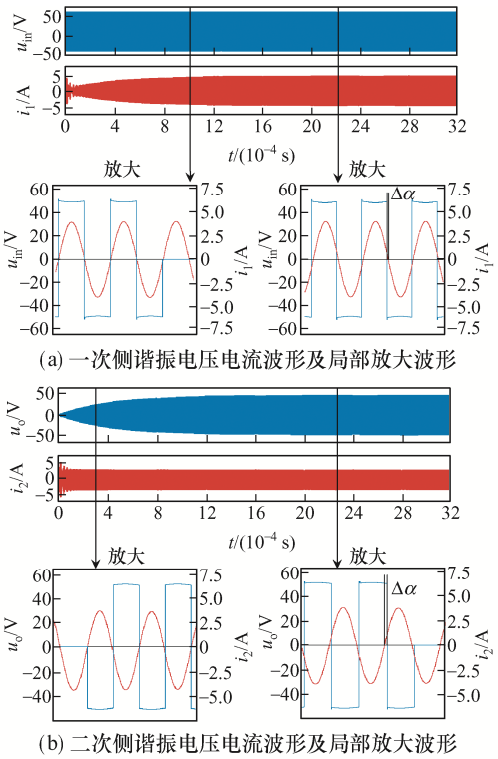
(a) 一次侧谐振电压电流波形及局部放大波形

(b) 二次侧谐振电压电流波形及局部放大波形

(c) 输出电压

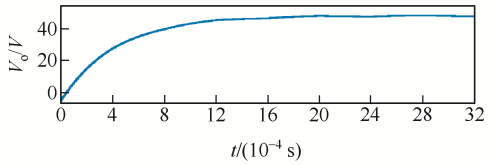
图 6　第一组 WPT 系统实验仿真结果

Fig. 6 Simulation results of group 1 WPT system



(a) 一次侧谐振电压电流波形及局部放大波形

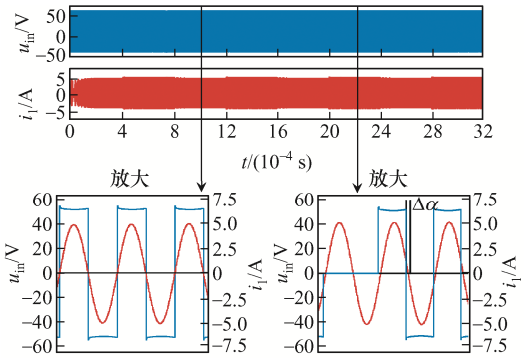
(b) 二次侧谐振电压电流波形及局部放大波形



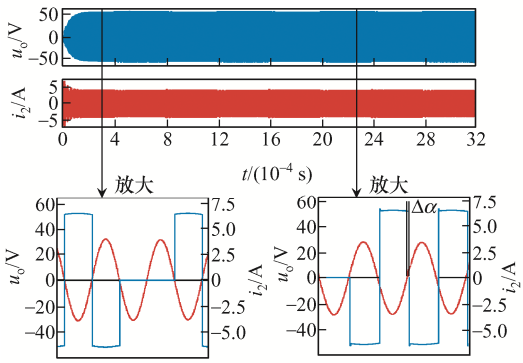
(c) 输出电压

图 7 第二组 WPT 系统实验仿真结果

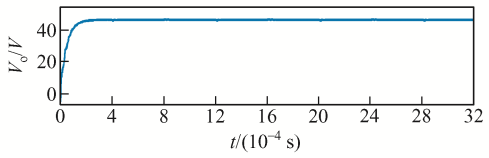
Fig. 7 Simulation results of group 2 WPT system



(a) 一次侧谐振电压电流波形及局部放大波形



(b) 二次侧谐振电压电流波形及局部放大波形



(c) 输出电压

图 8 第三组 WPT 系统实验仿真结果

Fig. 8 Simulation results of group 3 WPT system

的相位关系，对一、二次侧的电压电流波形分别进行了局部放大处理，电流波形是连续的，而电压波形中会消除一部分脉冲，因此电压波形是不连续的，这是 ΔΣ-PDM 运行特性导致的；u_o 与 i_2 之间的夹角 α_2 在 π 与 π−Δα 之间不断切换，u_{in} 与 i_1 之间的夹角 α_1 在 0 与 Δα 之间不断切换，这是 FMPSK 通信过程中存在的通信信号 Δα 导致的。在一个 T_{PSK} 内，α_2 =π 和 α_2=π−Δα 的占空比各占 50%，当 α_2=π−Δα 时，输出电压会有所跌落，T_{PSK} 的不断循环，会导致输出电压存在一定波动，仿真结果与理论分析一致。

图 7 为在原有滤波电容的基础上再并联一个 100 μF 的电容，从输出电压的波形中可以看出，大滤波电容确实可以有效平抑 FMPSK 通信过程所导致的输出电压波动，但同时大滤波电容会明显延长系统的动态响应时间，WPT 系统需要更长的时间来进入稳态。为进一步观察电压、电流的相位关系，仍采用相同的方法对稳态输出波形进行局部放大，可以看出 α_2 在 π 与 π−Δα 之间不断变换，α_1 在 0 与 Δα 之间不断切换，仍以 T_{PSK} 为通信周期，且 α_1 为 0 和 Δα 的情况也均占 T_{PSK} 的 50%。上述结果说明，大滤波电容能够确保 WPT 系统提供稳定的输出电压，且不会对系统的近场通信产生不利影响，但大容量电容的体积大、花费高，会明显降低系统反应速度，因此选择大滤波电容并不是最好的解决方法。

第三组实验移除大电容器，采用前馈功率补偿器，仿真结果如图 8 所示。在采用前馈功率补偿器时，可以有效平抑输出电压的波动，从动态响应波形可以得知，补偿器不会降低系统的动态响应速度；通过观察经局部放大处理的稳态输出波形，可以看出 α_2 在 π 与 π−Δα 之间不断变换，α_1 在 0 与 Δα 之间不断切换，且 α_2 为 π 或 π−Δα 的情况均占 T_{PSK} 的 50%。通过对放大的一、二次侧电压、电流波形及输出电压进行分析，在保证输出电压稳定的同时，前馈功率补偿器内嵌于二次侧通信与控制电路，补偿器不会影响 WPT 系统的 FMPSK 通信。

由对比实验的仿真结果可知，采用大滤波电容补偿与前馈功率补偿器均不会对 WPT 系统中的 FMPSK 通信造成不利影响。FMPSK 通信会导致明显的输出电压波动，而采用大滤波电容与前馈功率补偿器均能够有效抑制波动，但前者会降低系统的动态响应速度。含大滤波电容的 WPT 系统达到稳态所需要的时间是其他 2 种情况的 6 倍左右。仿真实验验证了本文所提前馈功率补偿器在不改变系统参数与不影响系统动态响应速度的基础上，能够

有效抑制输出电压波动，可向负载侧提供更加稳定的输出电压。

4　实验验证

为进一步验证所提前馈功率补偿器对输出电压的实际补偿效果，以图 1 为基础，进一步搭建了 WPT 系统的实验平台。电路为对称结构，主电路包括直流电源、全桥逆变器、全桥整流器、谐振线圈、补偿电容、串联等效电阻以及负载电阻，一、二次侧控制电路分别由 2 个 FPGA 控制板实现，WPT 系统的实验平台如图 9 所示。

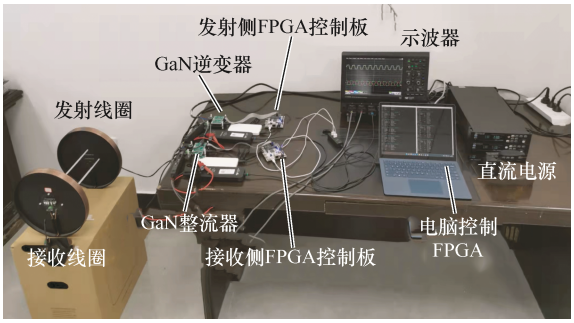


图 9　WPT 系统实验平台

Fig. 9 Experimental platform of WPT system

WPT 系统所提控制策略具有一定的通用性，且不受谐振频率与传输容量的影响，本文搭建的实验平台仅起到验证 WPT 系统可行性与所提控制策略有效性的目的，实验平台谐振频率的设置并没有与电动汽车无线充电系统的国际标准要求的 85 kHz、Qi 标准的 100~205 kHz 以及无线电力联盟要求的 6.78 MHz 保持一致。出于对实验过程中安全问题的考虑，实验平台的能量传输等级仅为百瓦级别，为进一步提高系统的传输效率，实验平台的谐振频率选择为 1 MHz，具体实验平台参数与表 1 保持一致。

为验证前馈功率补偿器抑制输出电压波动的效果，与仿真实验相对应，进行了 3 组对比实验，实验结果通过 Teledyne LeCroy HDO 高分辨率示波器呈现，如图 10 所示，功率传输距离为 20 cm(k=0.06)，在稳态运行时，转换器的 d_1、d_2 在闭环控制的要求下被调节至 0.59 左右，从而将输出电压调节到 50 V，测得的 DC-DC 转换效率为 91%。为了验证前馈功率补偿器效果，比较了 3 种条件下由 FMPSK 引起的输出电压波动。

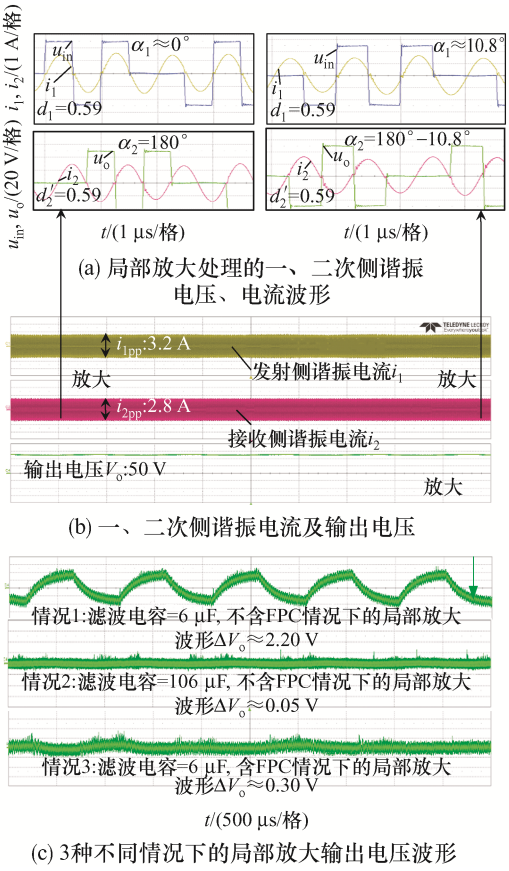


图 10　WPT 稳态工作波形(k=0.06)

Fig. 10 Steady-state working waveforms of WPT system (k=0.06)

(1)WPT 系统未采用补偿器，且输出滤波电容很小(C_f=6 μF)，系统的稳态运行波形如图 10(c)的情况 1 所示。此时 V_o 被调节到 50 V，通过 V_o 的放大波形可知，由 FMPSK 引起的 V_o 波动幅度约为 2.20 V，与式(16)推导出的理论值 ΔV_o=2.13 V 一致。

(2)WPT 系统没有采用补偿器，但增大了输出滤波电容，总滤波电容 C_f 为 106 μF，V_o 的放大波形如图 10(c)的情况 2 所示。输出电压波动的幅度约为 0.05 V，这与从式(14)计算的理论值 ΔV_o=0.03 V 一致，经验证使用大滤波电容可以有效抑制 V_o 的波动。

(3)WPT 系统采用补偿器，并移除大输出滤波电容(C_f=6 μF)，V_o 的放大波形如图 10(c)的情况 3

所示。波动幅度约为 0.30 V，与上述情况 2 相比，所提出的前馈功率补偿器将 V_o 的波动几乎降低到与通过 18 倍大的输出滤波电容器过滤的相同水平，其余的微小波动主要是由实验样机的动态响应延迟引起的。

上述实验中 6 μF 的滤波电容是由 6 个 1 μF 具有 SMD0805 封装的多层陶瓷贴片电容器并联得到的，其尺寸为 2.00 mm×1.20 mm×1.25 mm；106 μF 的滤波电容是在上述电容器的基础上再外接一个 100 μF 铝电解电容得到的，其中铝电解电容的尺寸为 Φ10 mm×H20 mm。

5 结语

FMPSK 通信是 WPT 系统中一种低成本、高可靠性的近场通信方式，但会引起输出功率和电压波动。大容量输出滤波电容可以有效平抑电压波动，但会增加系统成本并降低功率密度，在大功率应用中该缺点将被进一步放大。本文提出的基于 PDM 的前馈功率补偿器在不使用大滤波电容器的情况下抑制了由 FMPSK 引起的波动，且补偿是通过现有的功率控制级电路实现的，因此不需要额外的硬件设备，但该方法仍然具有一定的局限性。WPT 系统具有动态响应延迟，输出电压波动虽然得到了有效抑制，却未能做到完全消除，但对稳定 WPT 系统输出电压的作用仍是十分明显的。

参考文献：

[1] 张玉旺, 都义彬, 张岩, 等. 无线电能传输系统参数辨识技术研究综述[J]. 电源学报, 2026, 24(5): 265-274.
Zhang Yuwang, Du Yibin, Zhang Yan, et al. Review of the research on parameter identification technology for wireless power transfer systems [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(5): 265-274. (in Chinese)

[2] 高义博, 薛明, 侯虎, 等. 无线电能传输宽有效磁耦合区域线圈结构设计与优化[J]. 电源学报, 2026, 24(5): 286-296.
Gao Yibo, Xue Ming, Hou Hu, et al. Design and optimazation of coil structure for wide effective magnetic coupling region in wireless power transfer [J]. Journal of Power Supply, 2026, 24(5): 286-296. (in Chinese)

[3] 张鹏飞, 龚立娇, 马欣欣, 等. 具有可变增益恒压特性的双线圈无线电能传输系统补偿网络设计与分析[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1256-1269, 1283.
Zhang Pengfei, Gong Lijiao, Ma Xinxin, et al. Analysis and design of compensation network for two-coil wireless power transfer system with variable constant voltage gain characteristics [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1256-1269, 1283. (in Chinese)

[4] 杨奕, 张葛, 曹桂梅, 等. 基于多线圈阵列的单管无线电能传输电路优化[J]. 电工技术学报, 2023, 38(20): 5398-5410.
Yang Yi, Zhang Ge, Cao Guimei, et al. Optimization on single-switch wireless power transfer circuit based on multi-coils array [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(20): 5398-5410. (in Chinese)

[5] Quenum W, Junqua I, Parmantier J P. Experimental power transfer and signal assessment of wireless communications in reverberating cavities [C]// 2016 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC). Aveiro, Portugal, 2016: 1-4.

[6] Yeo T D, Kwon D, 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.

[7] Li Xiaofei, Hu Jiefeng, Li Yong, et al. A decoupled power and data-parallel transmission method with four-quadrant misalignment tolerance for wireless power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(12): 11531-11535.

[8] Simard G, Sawan M, Massicotte D. High-speed OQPSK and efficient power transfer through inductive link for biomedical implants [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2010, 4(3): 192-200.

[9] Gati E, Kampitsis G, Manias S. Variable frequency controller for inductive power transfer in dynamic conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(2): 1684-1696.

[10] Wu Jiande, Zhao Chongwen, Lin Zhengyu, et al. Wireless

power and data transfer via a common inductive link using frequency division multiplexing [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7810-7820.

[11] Qian Zhongnan, Yan Rui, Wu Jiande, et al. Full-duplex high-speed simultaneous communication technology for wireless EV charging [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10): 9369-9373.

[12] Besnoff J, Abbasi M, Ricketts D S. Ultrahigh-data-rate communication and efficient wireless power transfer at 13.56 MHz [J]. IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2017, 16: 2634-2637.

[13] Ahn D, Kim S, Moon J, et al. Wireless power transfer with automatic feedback control of load resistance transformation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7876-7886.

[14] Besnoff J, Abbasi M, Ricketts D S. High data-rate communication in near-field RFID and wireless power using higher order modulation [J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016: 1-13.

[15] Guo Pilong, Yuan Rongxiang, Chen Yahong, et al. High-bandwidth-utilization wireless power and information transmission based on DDPSK modulation [J]. IEEE Access, 2019, 7: 85560-85572.

[16] Li Hongchang, Chen Shuxin, Fang Jingyang, et al. Frequency-modulated phase shift keying communication for MEPT control of wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 4954-4959.

[17] Li Hongchang, Fang Jingyang, Chen Shuxin, 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.



宗思佳

作者简介：

宗思佳(1995—)，女，通信作者，硕士，助理工程师。研究方向：新能源与储能。E-mail：zongsijia@dky.xj.sgcc.com.cn。

李明(1990—)，男，硕士，高级工程师。研究方向：新能源与储能。E-mail：liming@dky.xj.sgcc.com.cn。

王呈轩(1997—)，男，硕士，助理工程师。研究方向：智能电网。E-mail：wangchengxuan@dky.xj.sgcc.com.cn。

郑云平(1995—)，男，硕士，助理工程师。研究方向：新能源与储能。E-mail：zhengyunping@dky.xj.sgcc.com.cn。

樊艳芳(1971—)，女，硕士，教授。研究方向：电力系统继电保护。E-mail：fyf3985@xju.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)