DOI：10.19652/j.cnki.femt.2406319

一种基于双频通道的 WPT 系统功率提升方法*

王逸文[1] 葛学健[2] 汤铭昊[1] 汪 磊[2]
（1.南京信息工程大学自动化学院 南京 210044；2.无锡学院自动化学院 无锡 214105）

摘 要：无线电能传输（wireless power transfer，WPT）技术因其独特的传输优势成为国内外研究的热点。随着研究的深入，现阶段迫切需要提升 WPT 系统的输出功率，为此提出了一种基于双频通道的 WPT 系统功率提升方法。在能量发射端采用双谐振网络构建双频通道进行谐振补偿，通过其参数配置，可以使 WPT 系统在基波与三次谐波频率下均处于谐振状态，从而可以对两个频率下的能量同时进行传输。对系统整体结构和工作原理进行分析，比较了双频通道与单通道在输出功率上的区别，在给定参数下功率由传统单通道的 166 W 提升到了 295 W，提升约 78%，效率最高可达到 95%。基于系统效率和输出功率给出了系统最优工作点的选择。通过搭建实验平台对理论分析进行验证，实验结果表明，所提 WPT 系统输出功率提升方法的优越性与可行性。

关键词：无线电能传输；功率提升；谐波利用；双频通道
中图分类号：TM724；TN98 **文献标识码**：A **国家标准学科分类代码**：470.4031

Dual-frequency-channel based power boosting method for WPT systems

Wang Yiwen[1] Ge Xuejian[2] Tang Minghao[1] Wang Lei[2]
（1. School of Automation, Nanjing University of Information Science and Technology, Nanjing 210044, China;
2. School of Automation, Wuxi University, Wuxi 214105, China）

Abstract: Wireless power transfer (WPT) technology has become a hotspot of research at home and abroad because of its unique transmission advantages. With the deepening of the research, there is an urgent need to improve the output power of WPT system at this stage, for this reason, this paper proposes a dual-frequency channel-based power boosting method for WPT system. At the power transmitting end, a dual resonant network is used to construct a dual-frequency channel for resonance compensation, and through the configuration of its parameters, the WPT system can be made to be in a resonant state at both the fundamental and the third harmonic frequencies, so that the power can be transmitted at the same time under the two frequencies. The paper analyzes the overall structure and working principle of the system, and compares the difference between the dual-frequency channel and the single channel in terms of output power, and the power is increased from 166 W of the traditional single channel to 295 W under the given parameters, which is an increase of about 78%, and the efficiency can reach up to 95%. The selection of the optimal operating point of the system is given based on the system efficiency and output power. The theoretical analysis is verified by building an experimental platform, and the experimental results show the superiority and feasibility of the output power enhancement method of the WPT system proposed in this paper.

Keywords: wireless power transfer; power boosting; harmonic utilization; dual-frequency channels

0 引 言

无线电能传输（wireless power transfer，WPT）是一种能够实现无接触式的电能传输方式，极大地提高了用电的灵活性与安全性[1-4]，面对日益增长的市场需求和日益丰富的应用场景，WPT 系统的输出功率需求也逐渐增大。

收稿日期：2024-10-20
* **基金项目**：江苏省高等学校基础科学（自然科学）研究项目（24KJB470027）资助

为提升 WPT 系统的功率[5]，可以从以下 3 个方面对系统进行优化。

1)阻抗匹配[6-8]，根据最大功率传输定理，当负载阻抗与系统内阻抗匹配时，则从电源传输到负载的功率达到最大，因此负载阻抗影响系统能量的传递。文献[9]分析了纯阻性负载系统的传输效率与负载功率，证明了系统传输效率最佳频率、负载功率最佳频率的存在，通过阻抗匹配分析，得到系统传输效率和负载功率关于负载电阻的关系。但阻抗匹配很难保证最大输出功率与效率的一致性。

2)增大系统的互感[10-11]，可以通过增加发射或接收线圈的自感来提升耦合部分的互感，但是更高的感值不仅需要更大的空间，而且增加了内阻损耗降低了系统的效率。也可以通过改变耦合线圈之间的相对距离或调整位置偏移来增大互感[12]，但是在很多的实际应用场景中，线圈的大小以及线圈之间的相对位置距离无法做出较大的改变。

3)增大原边线圈中的电流幅值，通过增加逆变器的容量或者采用多能量传输通道的方式[13]都可以提升原边线圈中的电流幅值。增大逆变器容量可以通过三相或多相逆变器[14]、逆变器并联和级联多电平的方式来实现。三相或多相逆变器在相间不平衡时会产生较大的谐波电流。多逆变器并联由于各个逆变器之间的参数差异，可能导致环流的产生，影响到系统的稳定性。级联多电平需要多个独立电源供电，因此构建更多的传输通道来增加系统的输出功率是当前研究的热点。多能量传输通道的方式主要有多发射-单拾取，多发射-多拾取[15]和单发射-多拾取[16]这 3 种。文献[17]为了解决逆变器输出电压方波中的基波分量的输出调压范围不够宽、调压精度及系统效率不够高等问题，提出一种基波-谐波双通路并行的 WPT 系统，对逆变方波中的基波及谐波分量进行提取、利用，拓宽了系统的调压范围，同时提高了系统效率，但所提系统需要两个磁路耦合机构传输电能，导致系统磁路机构较大，参数设计较复杂。

对于现有的研究方法，阻抗匹配方法在增加输出功率时会导致传输效率的下降。尽管在结构上可以增大耦合机构的互感，但在实际应用中，线圈的尺寸和相对位置通常难以大幅调整且对输出功率提升效果较小。此外，三相或多相逆变器可能引发较大谐波电流，多个逆变器并联可能因环流问题影响系统稳定性，而级联多电平需要更多独立电源。对于多通路 WPT 系统，通常需要更复杂的耦合机构和控制系统设计。

针对 WPT 系统功率提升现有方法或拓扑所存在的问题，本文提出了一种基于双频通道的 WPT 系统功率提升方法。通过双谐振网络的方式构建双频通道，双谐振网络有两个谐振点，可以有效的传输逆变器输出电压中的基波与三次谐波分量，明显的提高了系统的输出功率。

1 基于双频通道的 WPT 系统结构和工作原理

本文所提系统主要分为 3 个部分，如图 1 所示。第 1 部分为高频逆变环节，使用全桥逆变器将直流电转变为高频交流电，其中 Q_1～Q_4 为 MOSFET 开关管，E 为直流电源。第 2 部分为发射线圈及双谐振补偿网络，双谐振网络由电容 C_{P1} 和电感 L_{P2} 并联，再与电容 C_{P2}，发射线圈电感 L_{P1} 串联所构成。第 3 部分为接收端回路，包含基波接收通道(通道 1)和三次谐波接收通道(通道 2)，基波通道的接收电感为 L_{S1}，与之谐振的电容为 C_{S1}，三次谐波通道的接收电感为 L_{S2}，与之谐振的电容为 C_{S2}，通道 1 的互感为 M_1，通道 2 的互感为 M_2。两个接收通道经整流后并联，再经电容 C_1 滤波后为负载电阻 R_L 供电。

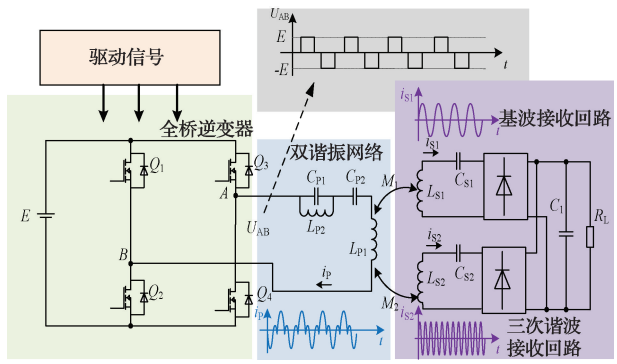


图 1 系统结构原理

Fig. 1 Schematic diagram of system structure

1.1 全桥逆变器输出电压分析

全桥逆变器输出电压中含有丰富的基波与三次谐波，其工作模态与工作波形如图 2 所示。

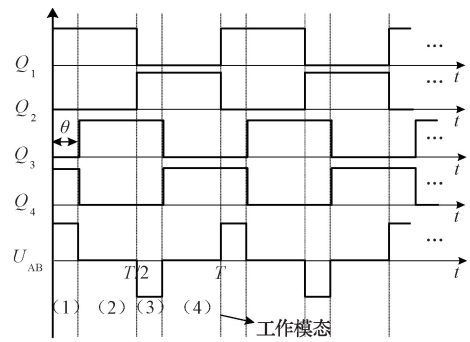


图 2 全桥逆变器工作模态与工作波形

Fig. 2 Operating modes and waveforms of full-bridge inverter

逆变器通过 4 个开关管的交错通断可实现三电平电压的输出。从图 2 可以看出，三电平电压波形取决于 Q_3 相较于 Q_1 的相位差 θ，由此可得到逆变器输出电压的表达式为：

$$U_{AB}(t)=\sum_{n=2k-1}^{\infty}\frac{4E}{n\pi}\sin\left(\frac{n\theta}{2}\right)\cos\left(n\omega t-\frac{n\theta}{2}\right) \tag{1}$$

式中：k 为正整数；E 为直流源输入电压；ω 为逆变器工作角频率；t 为系统工作时间。

1.2 双谐振网络分析

本文在发射端采用双谐振网络补偿拓扑，如图3所示。

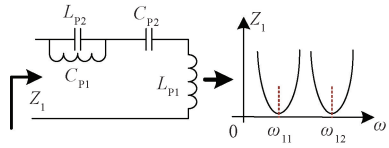


图3 双谐振拓扑

Fig. 3 Dual resonance topology

双谐振网络的等效阻抗表达式为：

$$Z_1=\left(\mathrm{j}\omega L_{P2}//\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{P1}}\right)+\frac{1}{\mathrm{j}\omega C_{P2}}+\mathrm{j}\omega L_{P1}=\mathrm{j}\left(\frac{\omega^4 L_{P1}L_{P2}C_{P1}C_{P2}-\omega^2(L_{P1}C_{P2}+L_{P2}C_{P1}+L_{P2}C_{P2})+1}{\omega^3 L_{P2}C_{P1}C_{P2}-\omega C_{P2}}\right) \tag{2}$$

当系统处于谐振状态时，谐振网络阻抗虚部应为0，即：

$$\omega^4 L_{P1}L_{P2}C_{P1}C_{P2}-\omega^2(L_{P1}C_{P2}+L_{P2}C_{P1}+L_{P2}C_{P2})+1=0 \tag{3}$$

由此可求出双谐振网络的两个谐振点 ω_{11} 和 ω_{12}，记逆变器输出电压的基波和三次谐波频率分别为 ω_1 和 ω_2，此时有 $\omega_1=\omega_{11}$，$\omega_2=\omega_{12}$。记 ω_0 为双谐振网络 L_{P2} 与 C_{P1}，L_{P1} 与 C_{P2} 的谐振频率，则有 ω_0 与 ω_1、ω_2 的关系为：

$$\omega_0^2=\frac{1}{\sqrt{L_{P1}C_{P2}}}\frac{1}{\sqrt{L_{P2}C_{P1}}}=\omega_1\omega_2 \tag{4}$$

L_{P2} 与 C_{P1}，L_{P1} 与 C_{P2} 的谐振关系为：

$$\begin{cases}L_{P1}=\dfrac{1}{\omega_0^2}\dfrac{1}{C_{P2}}\\ L_{P2}=\dfrac{1}{\omega_0^2}\dfrac{1}{C_{P1}}\end{cases} \tag{5}$$

将式(5)代入到式(4)中即可得到双谐振网络电容 C_{P1} 和 C_{P2} 之间的关系为：

$$\frac{C_{P2}}{C_{P1}}=\frac{\omega_1^2+\omega_2^2}{\omega_0^2}-2 \tag{6}$$

根据基波与三次谐波频率之间的关系可得到具体的电容 C_{P1} 和 C_{P2} 之间的大小关系为：

$$\begin{cases}C_{P1}=\dfrac{3}{4}C_{P2}\\ \omega_0=\dfrac{1}{\sqrt{L_{P1}C_{P2}}}=\dfrac{1}{\sqrt{L_{P2}C_{P1}}}\end{cases} \tag{7}$$

以上分析可以确定双谐振网络相关元件的参数选型，例如当发射线圈 L_{P1} 确定时，可得到双谐振网络器件参数的求解顺序为 $L_{P1}\rightarrow C_{P2}\rightarrow C_{P1}\rightarrow L_{P2}$。逆变器输出电压中的基波与三次谐波能量在流经双谐振网络时，发射端的补偿拓扑部分处于谐振状态，相较于单通道，由双谐振网络构成的双频通道可同时传输基波与三次谐波能量，极大地提高了WPT系统的输出功率。与双发射双接收WPT系统相比，双谐振拓扑使本文所提系统使用的元器件更少，成本更低。

2 系统工作特性分析

2.1 系统功率提升能力分析

由式(1)可知，逆变器输出电压有效值为：

$$U_{AB}=\sum_{n=2k-1}^{\infty}\frac{2\sqrt{2}E}{n\pi}\sin\frac{n\theta}{2} \tag{8}$$

将 $k=1$，2 代入式(8)得到基波和三次谐波分量有效值为：

$$\begin{cases}U_{AB1}=\dfrac{2\sqrt{2}E}{\pi}\sin\dfrac{\theta}{2}\\ U_{AB3}=\dfrac{2\sqrt{2}E}{3\pi}\sin\dfrac{3\theta}{2}\end{cases} \tag{9}$$

简化电路结构如图4所示，将负载电阻 R_L 等效到整流前的谐振部分，对应的等效电阻为 R_1 和 R_2，可得到负载电阻 R_L 与 R_1、R_2 之间的关系为：

$$\begin{cases}R_1=\dfrac{I_{S1}+I_{S2}}{I_{S1}}\dfrac{8R_L}{\pi^2}\\ R_2=\dfrac{I_{S1}+I_{S2}}{I_{S2}}\dfrac{8R_L}{\pi^2}\end{cases} \tag{10}$$

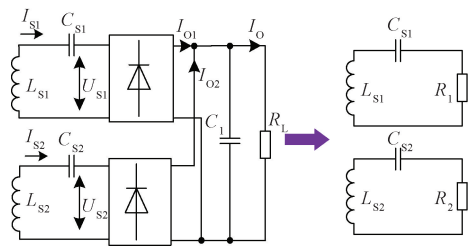
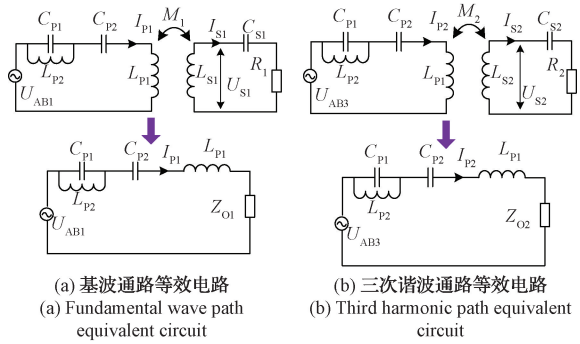


图4 电阻 R_L 的等效转换

Fig. 4 Equivalent conversion of resistor R_L

由于基波和三次谐波之间频率相差较大，基波和三次谐波通路之间可视为解耦状态。基波与三次谐波通路等效电路如图5所示。



(a) 基波通路等效电路
(a) Fundamental wave path equivalent circuit

(b) 三次谐波通路等效电路
(b) Third harmonic path equivalent circuit

图5 基波与三次谐波通路等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit diagram of the fundamental and third harmonic channel

在基波通路等效电路中记接收端映射到发射端的反射阻抗为 Z_{O1}，根据反射原理，Z_{O1} 可表示为：

$$Z_{O1}=\frac{\omega_1^2M_1^2}{R_1} \tag{11}$$

由 Z_{O1} 可得到发射线圈中的电流为 I_{P1}，根据磁场耦合原理，得到接收端电压为 U_{S1}，接收线圈中的电流也可由 U_{S1} 求出，I_{P1}、U_{S1} 以及接收线圈中的电流 I_{S1} 可表示为：

$$\begin{cases} I_{P1}=\dfrac{U_{P1}}{Z_{O1}}=\dfrac{U_{AB1}R_1}{\omega_1^2M_1^2} \\ U_{S1}=\omega_1M_1I_{P1}=\dfrac{U_{AB1}R_1}{\omega_1M_1} \\ I_{S1}=\dfrac{U_{S1}}{R_1}=\dfrac{U_{AB1}}{\omega_1M_1} \end{cases} \tag{12}$$

则基波通路的输出功率可表示为：

$$P_1=I_{S1}U_{S1}=\frac{U_{AB1}^2R_1}{\omega_1^2M_1^2} \tag{13}$$

同理可求出三次谐波通路的输出功率为：

$$P_2=I_{S2}U_{S2}=\frac{U_{AB3}^2R_2}{9\omega_1^2M_2^2} \tag{14}$$

则整个系统的输出功率为：

$$P_O=P_1+P_2=\frac{8R_L}{\pi^2}\left(\frac{3M_2U_{AB1}+M_1U_{AB3}}{3\omega_1M_1M_2}\right)^2 \tag{15}$$

根据式(15)，在系统的各器件参数都确定的情况下，系统输出功率仅与逆变器输出电压有关，即由调制参数 θ 决定，因此可通过改变 θ 角来调节总输出功率的大小。

对于传统的单通道 WPT 系统，其接收端只有基波通路单线圈回路，相应的输出功率表达式为：

$$P_{OC}=\frac{8R_LU_{AB1}^2}{\pi^2\omega_1^2M_1^2} \tag{16}$$

根据式(15)、(16)可定量的看出本文所提双频通道 WPT 系统相比于传统单通道 WPT 系统在输出功率上有较为明显的提升，两者的输出功率曲线如图 6 所示，其中 $E=180$ V，$M_1=67$ μH，$M_2=22.4$ μH，$f_1=85\ 000$ Hz，$R_L=10$ Ω。对于双频通道 WPT 系统，随着 θ 角的增大，输出功率有一个先上升后下降再上升的过程。在 θ 角为 120°时，逆变器输出电压中不包含三次谐波分量，此时双频通道的输出功率等于传统单通道 WPT 系统的输出功率。当 θ 角为 180°时，两种 WPT 系统的输出功率都达到最大值，可以看出本文所提双频通道 WPT 系统将输出功率从传统单通道 WPT 系统的 166 W 提升到了 295 W，提升了约 129 W，提升度约 78%。

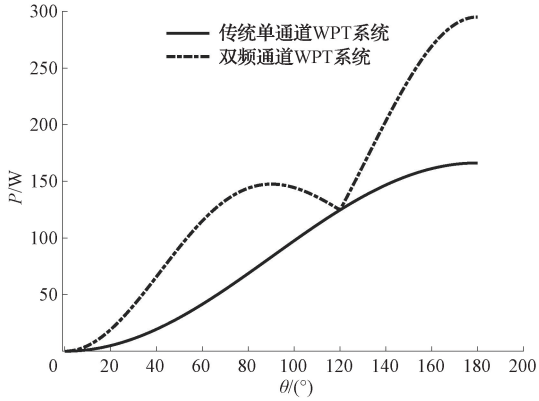


图 6 单通道与双频通道输出功率对比

Fig. 6 Comparison of output power between single-channel and dual-frequency channel

2.2 系统效率分析

设 L_{P1} 的内阻为 R_P，L_{S1} 和 L_{S2} 的阻抗分别为 R_{S1} 和 R_{S2}，则耦合线圈损耗的功率为：

$$P_{SUN}=I_{S1}^2R_{S1}+I_{S2}^2R_{S2}+I_P^2R_P \tag{17}$$

其中，I_P 有两部分组成，分别为基波部分的电流值 i_{P1} 和三次谐波部分的电流值 i_{P2}，其表达式为：

$$\begin{cases} i_{P1}=\dfrac{U_{AB1}(t)}{Z_{O1}}=\dfrac{U_{AB1}(t)R_1}{\omega_1^2M_1^2}= \\ \quad\dfrac{4ER_1}{\pi\omega_1^2M_1^2}\sin\dfrac{\theta}{2}\sin\left(-\omega t+\dfrac{\theta}{2}+\dfrac{\pi}{2}\right) \\ i_{P2}=\dfrac{U_{AB3}(t)}{Z_{O2}}=\dfrac{U_{AB3}(t)R_2}{9\omega_1^2M_2^2}= \\ \quad\dfrac{4ER_2}{9\pi\omega_1^2M_2^2}\sin\dfrac{3\theta}{2}\sin\left(-3\omega t+\dfrac{3\theta}{2}+\dfrac{3\pi}{2}\right) \end{cases} \tag{18}$$

其中，Z_{O1} 和 Z_{O2} 的表达式为：

$$\begin{cases} Z_{O1}=\dfrac{\omega_1^2M_1^2}{R_1} \\ Z_{O2}=\dfrac{9\omega_1^2M_2^2}{R_2} \end{cases} \tag{19}$$

则 I_P 的表达式为：

$$I_P=rms(i_{P1}+i_{P2}) \tag{20}$$

则系统耦合损耗的功率可表示为：

$$P_{SUN}=\frac{U_{AB1}^2}{\omega_1^2M_1^2}R_{S1}+\frac{U_{AB3}^2}{9\omega_1^2M_2^2}R_{S2}+(rms(i_{P1}+i_{P2}))^2R_P \tag{21}$$

相应的系统的输入功率表达式为：

$$P_{IN}=P_O+P_{SUN} \tag{22}$$

则系统的效率 η 可表示为：

$$\eta=\frac{P_{IN}-P_{SUN}}{P_{IN}} \tag{23}$$

由式(23)可得到相应的系统效率随 θ 角变化的曲线如图 7 所示。随着 θ 角增大，效率曲线先减小后增大，在 θ 角为 120°时，系统的效率最低，约为 91.7%。

3 系统最优工作点选择

为了进一步研究，可将所提系统分为 3 种不同的工作模式，分别为仅基波通道工作模式，仅三次谐波通道工作模式和双频通道工作模式。由于基波通道与三次谐波通道内阻的不同，在同一输出功率需求下，不同的工作模式下系统的效率有所不同。系统功率与效率曲线如图 8 所示，3 种工作模式最大输出功率分别可以达到 18、166 和

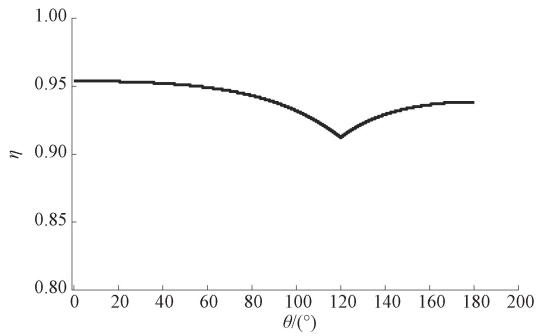


图 7　双频通道系统效率

Fig. 7　Dual-frequency channel system efficiency diagram

295 W。由于双频通道是通过两条输出通道进行能量传输，接收线圈中感应电流相较于单通道更低，在线圈内阻上的损耗也就越小。在系统的输出功率需求为 148～166 W 时，仅基波通道的工作模式效率更高，但同一功率点下仅基波通道工作模式相较于双频通道工作模式在效率上仅高出 1%，且功率区间很小，在进行工作模式切换时，需要考虑加入控制环节以及开关切换的损耗。因此，为了减少系统控制的复杂度以及模式切换的损耗，在全功率区间均采用双频通道工作模式较为合理。由以上分析可知，本文采用双谐振网络构建的双频通道，不仅在 WPT 系统输出功率上有较为明显的提升，在整个系统的效率上也要优于单通道。

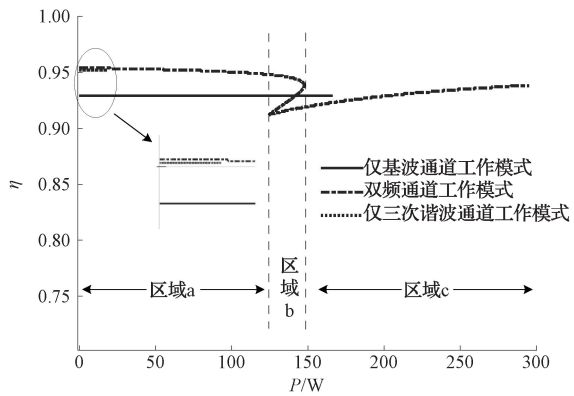


图 8　效率随输出功率变化

Fig. 8　Efficiency versus output power

由图 8 可知，系统根据输出功率的不同分为 3 部分，其中区域 a 与区域 c 部分效率随功率都是单调性变化，但是在区域 b 中有着单输出功率点对应 3 个效率的情况。功率与效率随 θ 角变化的曲线如图 9 所示，可以看出随着 θ 角的增大，输出功率曲线先增大后减小再增大，系统效率的曲线先减小再增大，由此可将区域 b 划分为 3 个更小的区域，分别为 θ 角为 65°～90°的区域 1，θ 角为 90°～120°的区域 2 和 θ 角为 120°～126°的区域 3。在每一个小区域内，效率随输出功率都呈现为单调性的变化，在区域 b 内的每一个功率点下，区域 1 中对应的 θ 角总是有着最高的效率点。因此，应选择区域 1 中的对应的 θ 角作为区域 b 内逆变器控制的调制点更为合适。

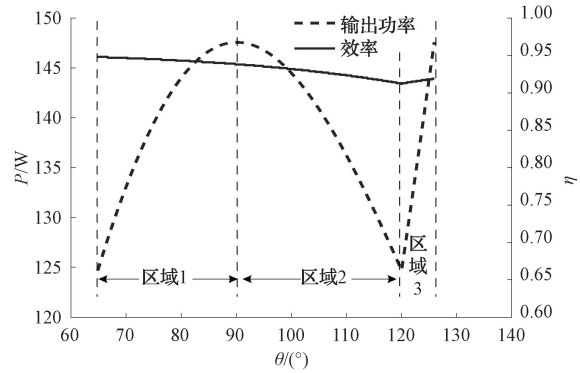


图 9　区域 b 功率与效率随 θ 角的变化曲线

Fig. 9　The variation curve of power and efficiency in region b with θ angle

4　实验验证

为了验证本文所提系统功率提升方法的优越性和有效性，根据表 1 中参数搭建了实验平台。记调制指数 G_1 为 θ 角取 36°，调制指数 G_2 为 θ 角取 90°，调制指数 G_3 为 θ 角取 144°。实验波形如图 10 所示，其中图 10(a)～(c)分别为 G_1、G_2 和 G_3 调制指数下的实验波形。其中波形分别表示逆变器输出电压 U_{AB}，逆变器输出电流 I_P，基波与三次谐波接收通路电流 I_{S1} 和 I_{S2}，双频通道的负载电压与传统单通道 WPT 系统的负载电压，从实验结果可以看出逆变器输出电压为三电平，I_{S1} 周期时长为 I_{S2} 的 3 倍，双频通道的负载电压相较于传统单频通道系统有较为明显的提升，实验结果与理论一致。在各调制点下分别进行了传统单通道与双频通道 WPT 系统负载电压的测量，以 G_1 调制点为例，在双频通道下的负载电压要明显高于单通道 WPT 系统下的负载电压，双频通道下负载电压约为 37 V，由此得出系统输出功率约为 68 W，单通路下负载电压约为 24 V，此时系统输出功率约为 29 W，系统功率提升了约 39 W。同理，在 G_2 调制指数下负载电压由 50 V 变为 62 V，系统输出功率由 125 W 变为 192 W，系统功率提升约为 67 W。在 G_3 调制指数下负载电压由 60 V 变为 72 V，系统输出功率由 180 W 变为 259 W，系统功率提升约为 79 W。

为了更好地比较本文所提系统功率提升的优越性，表 2 分别从系统结构，工作原理，输出功率量级，输出效率，系统功率提升量等方面比较了本文与其他文献的差别。总的来说，本文通过谐波利用以及构建双频通道的方法得到更高的输出功率以及效率，输出功率提升量优于阻抗匹配的方法，相比于级联多电平以及逆变器并联等方法，本文双谐振网络结构使用器件更少，系统复杂度更低。

表 1　系统参数

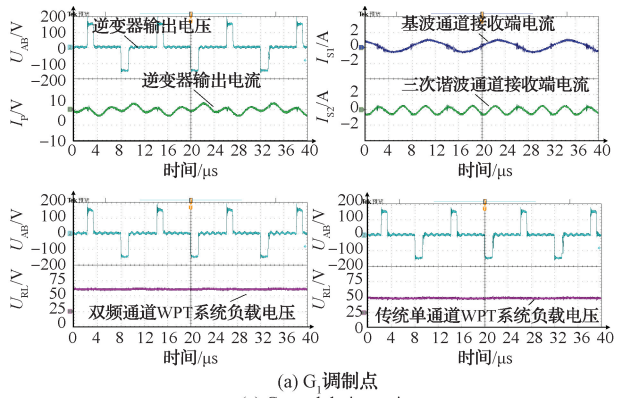
Table 1　System parameters

参数	数值	参数	数值	参数	数值	参数	数值
E/V	150	L_{S1}/μH	500.85	L_{P2}/μH	410.2	R_P/Ω	0.35
C_{P1}/nF	2.85	L_{S2}/μH	55.64	C_1/μF	220	R_{S1}/Ω	0.6
C_{P2}/nF	3.8	M_1/μH	67	C_{S1}/nF	7	R_{S2}/Ω	0.25
L_{P1}/μH	307.6	M_2/μH	22.4	C_{S2}/nF	7	R_L/Ω	20

表 2　不同方法对比

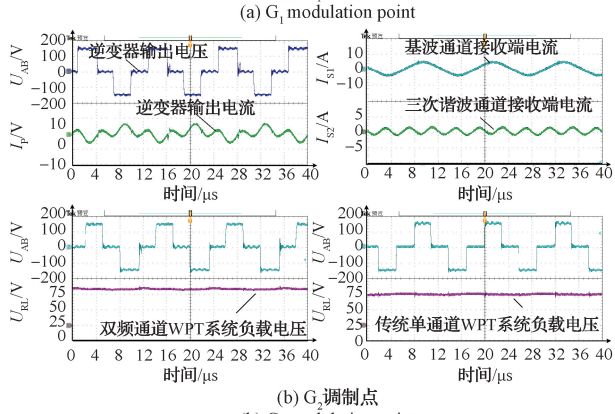
Table 2　Comparison of different methods

方法	文献[6]	文献[7]	文献[8]	文献[10]	文献[14]	本文
补偿网络	S-S	S-S	S-S	LCC-LCC	LCC-S	双谐振网络
线圈数量	2	2	2	3	4	3
工作频率	40 kHz	6.78 MHz	125 kHz	100 kHz	100 kHz	85 kHz
工作原理	阻抗匹配	阻抗匹配	阻抗匹配	拓扑切换	增加发射端电流幅度	谐波利用＋双频通道
输出功率/W	35	40	20	175	95	295
效率/%	44.7	95	90	94.2	78.1	95
功率提升量	低	低	低	中等	中等	中等



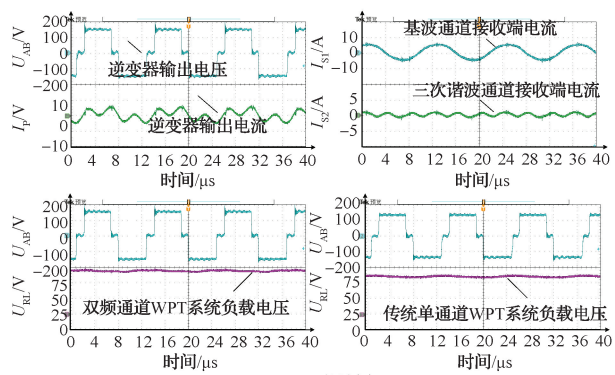
(a) G_1调制点

(a) G_1 modulation point



(b) G_2调制点

(b) G_1 modulation point



(c) G_3调制点

(c) G_3 modulation point

图 10　实验波形

Fig. 10　Experimental waveforms

5　结　论

本文提出了一种基于双频通道的 WPT 系统功率提升方法。发射端采用双谐振网络拓扑完成双频能量的传输，接收端构建的双传输通道可以有效的提高 WPT 系统的输出功率。本文介绍了系统的工作原理，通过对全桥逆变器工作模态分析，得到了其输出电压与调制参数之间的关系。然后通过对双谐振网络的计算分析得出其参数设

计方法。随后经过系统的特性分析得到系统的输出功率特性，并与传统的单通道 WPT 系统进行对比，功率由传统单通道的 166 W 提升到了 295 W，提升约 78%。接着对系统效率进行分析，提出了系统不同的工作模式并对特定区域下单输出功率对应多种效率情况进行了最优工作点的选择。最后通过实验验证了双频通道 WPT 系统功率提升的优越性和可行性。

参 考 文 献

[1] 李星灿，王琪，杨飞. 磁耦合谐振式无线电能传输功效优化研究[J]. 国外电子测量技术，2022，41(6)：99-104.
LI X C，WANG Q，YANG F. Optimization of magnetic coupling resonant radio energy transmission efficiency [J]. Foreign Electronic Measurement Technology，2022，41(6)：99-104.

[2] 杨奕，郭科，郭强，等. 网格型螺线管线圈单管逆变无线电能传输系统研究与设计[J]. 仪器仪表学报，2023，44(12)：161-174.
YANG Y，GUO K，GUO Q，et al. Research and design of single-switch inverter wireless power transfer system for grid flat spiral pad coils[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument，2023，44(12)：161-174.

[3] 李中照，王鹏，巩兆伟，等. 具有抗偏移特性的无线电能传输系统研究[J]. 电子测量技术，2021，44(20)：11-16.
LI ZH ZH，WANG P，GONG ZH W，et al. Research of wireless power transfer system with anti-migration characteristics[J]. Electronic Measurement Technology，2021，44(20)：11-16.

[4] 李中启，熊鑫博，孔彭生，等. 无线充电系统电磁屏蔽与效率优化技术研究[J]. 电子测量与仪器学报，2023，37(5)：151-162.
LI ZH Q，XIONG X B，KONG P SH，et al. Research on electromagnetic shielding and efficiency optimization technology of wireless power transfer system[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation，2023，37(5)：151-162.

[5] STANKIEWICZ J M. Estimation of the influence of the coil resistance on the power and efficiency of the WPT system[J]. Energies，2023，16(17)：6210.

[6] DAI X，LI X，HU A P. Impedance-matching range extension method for maximum power transfer tracking in IPT system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2018，33(5)：4419-4428.

[7] CHUNG E，HA J I. Impedance matching network design for 6.78 MHz wireless power transfer system with constant power characteristics against misalignment [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2024，39(1)：1788-1801.

[8] ESFAHANI F N，MADANI S M，NIROOMAND M，et al. Maximum wireless power transmission using real-time single iteration adaptive impedance matching[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I：Regular Papers，2023，70(9)：3806-3817.

[9] 唐治德，杨帆，徐阳阳，等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统功效同步研究[J]. 电工技术学报，2017，32(21)：161-168.
TANG ZH D，YANG F，XU Y Y，et al. Research on power-efficiency synchronization of wireless power transfer via magnetic resonance coupling [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2017，32(21)：161-168.

[10] WU J，DAI X，SUN Y，et al. A node role dynamic change method among repeater，receiver，and decoupling using topology switching in multinode WPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2021，36(10)：11174-11182.

[11] WU J，DAI X，GAO R，et al. A coupling mechanism with multidegree freedom for bidirectional multistage WPT system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2021，36(2)：1376-1387.

[12] ZHU J，BARMADA S，MUSOLINO A，et al. Maintain power transmission and efficiency tracking using variable capacitors for dynamic WPT systems[J]. Electronics，2024，13(14)：2853.

[13] LIU Y，LIU C，HUANG R，et al. Primary multi-frequency constant-current compensation for one-to-multiple wireless power transfer [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II：Express Briefs，2023，70(6)：2201-2205.

[14] LIU H，WANG Y，YU H，et al. A novel three-phase omnidirectional wireless power transfer system with zero-switching-loss inverter and cylindrical transmitter coil[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2023，38(8)：10426-10441.

[15] ZHANG Z, LI X, PANG H, et al. Multiple-frequency resonating compensation for multichannel transmission of wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(5): 5169-5180.

[16] TAN L, ZHONG R, TANG Z, et al. Power stability optimization design of three-dimensional wireless power transmission system in multi-load application scenarios[J]. IEEE Access, 2020, 8: 91843-91854.

[17] 夏晨阳, 马念, 陈锐, 等. 基波—谐波双通路并行感应耦合电能传输系统的电磁耦合机构[J]. 电力系统自动化, 2018, 42(17): 127-133.
XIA CH Y, MA N, CHEN R, et al. Electromagnetic coupling mechanism for fundamental-harmonic dual-path parallel inductively coupled power transmission system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(17): 127-133.

作者简介

王逸文,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输。E-mail:1090061040@qq.com

葛学健(通信作者),博士,讲师,硕士生导师,主要研究方向为无线电能传输技术、电力电子与电能变换技术。E-mail:gexuejian@cwxu.edu.cn