

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.190915

基于 SS 型磁耦合谐振无线电能传输频带序列划分

周念成, 梁清泉, 王强钢, 卢伟国

(输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆 400044)

摘要: 磁耦合谐振无线电能传输(MCR-WPT)具有传递功率较大、距离适中、传递效率高等优点。针对 MCR-WPT 中频率资源划分尚未统一的问题, 基于两线圈串联-串联(SS)模型的 WPT 系统, 用电路模型分析 WPT 系统的运行特性, 提出了 WPT 谐振频率范围划分的距离原则。使不同传递距离范围对应不同谐振频率序列, 并结合改进几何均值原则对划分结果进行修正, 得到修正后的谐振频率序列推荐值。同时, 为增强 WPT 对负载变化的适应性, 将谐振频率点拓展为工作频段, 提出基于负载特性的工作频段确定方法。再将谐振频率序列和工作频段结合, 实现了基于 SS 型 MCR-WPT 系统的频带序列划分。最后搭建实验平台验证频带序列划分结果的合理性。

关键词: 无线电能传输; 磁耦合谐振; 谐振频率; 频带序列划分

Frequency band sequence allocation of magnetically coupled resonant wireless power transmission systems based on SS type

ZHOU Niancheng, LIANG Qingquan, WANG Qianggang, LU Weiguo

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Magnetically Coupled Resonant Wireless Power Transmission (MCR-WPT) has advantages of large transmission power, moderate distance, and high transmission efficiency, etc. Given that the frequency resource division in MCR-WPT has not been unified, this paper is based on the WPT system of a two-coil Series-Series (SS) model. It analyzes the operating characteristics of a WPT system using a circuit model, and proposes the distance principle of WPT resonance frequency range division, so that different transmission distance ranges correspond to different resonance frequency sequences. It combines with an improved geometric mean principle to correct segmentation results, and the recommended values of the modified resonant frequency sequence are obtained. In order to enhance the adaptability of WPT to load changes, the resonant frequency point is expanded into the working frequency band, and a working frequency band determination method based on load characteristics is proposed. Then the resonant frequency sequence is combined with the working frequency band to complete the frequency band division of the MCR-WPT system based on the SS type. Finally, an experimental platform is built to verify the rationality of the frequency band segmentation results.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51877017).

Key words: wireless power transmission; magnetic coupling resonance; resonant frequency; frequency band sequence division

0 引言

基于 SS 型磁耦合谐振方式的无线电能传输是基于近场方式的新型无线电能传输技术, 具有高效性、安全性等优点^[1]。其工作频率从几十 kHz 到几十 MHz, 传递距离最大能够达到 2 m^2 , 传递功率

在几 W 到几百 kW 范围内变化, 可适用于不同负荷功率需求。该技术在电动汽车、电力系统、能源交通、生物医疗等领域具有广泛的应用前景, 受到国内外研究者广泛关注^[3-7]。

针对 MCR-WPT 系统的建模分析, 文献[8]建立了 T 型等效电路, 并运用耦合模分析法, 对 WPT 系统最大效率与负载关系进行分析, 但是出现了频率分裂, 导致效率较高频率点传递功率很小, 文献

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51877017)

[9]讨论了频率分裂条件,文献[10]使用L型阻抗匹配网络来调节等效负载电阻完成MCR-WPT系统的频率分裂抑制。文献[11]建立互感耦合模型,形成等效电路进行分析,但MCR-WPT系统的传递效率不高,最高约为70%,且距离变大后效率下降明显。为提高MCR-WPT系统传递效率,文献[12]提出在空心线圈表面涂上材料,减少了高频电流趋肤效应带来的损耗,在30 cm距离范围内,以3.7 MHz的频率成功实现了效率95%、功率220 W的无线能量传输。文献[13]提出利用FPGA实现全数字锁相环相位和频率的跟踪控制功能,在谐振频率变化时完成对频率的快速跟踪,使系统始终工作在谐振状态,提高了WPT系统效率。文献[14-15]分别提出了基于频率控制和基于动态调谐的控制策略,实现对MCR-WPT系统谐振频率控制,谐振频率对传递距离和负载特性进行跟踪控制,增强了WPT系统适应传递距离变大和负载变化的能力,并指出距离范围和频率范围存在着对应关系。文献[16]通过仿真和实验,对不同传递距离和不同谐振频率下基于SS型MCR-WPT系统传递效率的变化关系进行了研究。文献[17]提出了无线电能有效传递距离的概念;文献[18]对传能区进行定义,并计划将MCR-WPT技术运用到大功率高速列车充电中;文献[19]划分了10~20 cm传递距离下的基于SS型MCR-WPT频率范围,但没有给出频段划分依据,也未对0~2 m距离范围内的基于SS型MCR-WPT谐振频率序列进行统一划分。

目前,基于SS型MCR-WPT系统谐振频率资源划分尚未统一。针对该问题,本文分析基于SS型MCR-WPT系统运行特性,提出基于负载和距离的频带序列划分方法,构建出基于SS型MCR-WPT系统频带序列,并搭建实验平台验证了频带划分结果的合理性。本文提出的基于SS型MCR-WPT频带序列划分方案,可为今后MCR-WPT系统的控制运行等提供新的思路。

1 基于SS型MCR-WPT系统频带序列划分方案

1.1 基于SS型MCR-WPT系统等效建模

图1为WPT系统两空心线圈串联-串联互感模型。其中: U_s 表示发射端功率放大器的电压; R_s 为功率放大器内阻; R_1 和 R_2 分别为在趋肤效应下发射线圈和接收线圈的电阻; L_1 和 L_2 分别为发射线圈和接收线圈的电感; C_1 和 C_2 分别为发射端串联谐振电容和接收端串联谐振电容; M 为发射线圈与接收

线圈之间互感系数; R_L 为负载等效电阻。电路谐振频率 $f_R = 1/(2\pi\sqrt{LC})$ 。

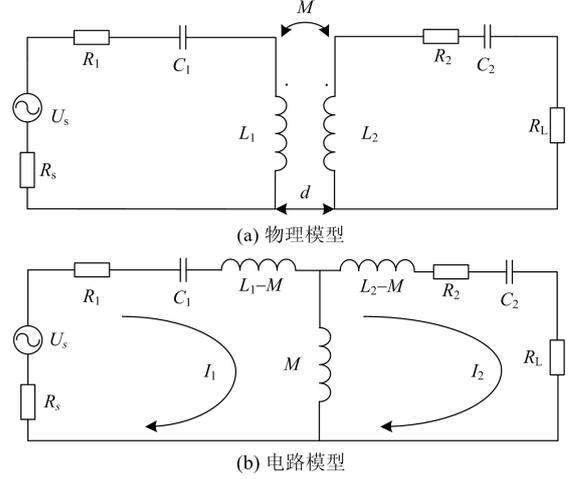


图1 基于SS型MCR-WPT系统的两空心线圈等效电路
Fig. 1 Equivalent circuit of two-coil MCR-WPT system based on SS type

设发射线圈和接收线圈中的电流分别为 I_1 和 I_2 ,电路工作频率为 f_w ,列写整个电路的KVL方程,可得

$$\begin{cases} I_2(j2\pi f_w L_2 + \frac{1}{j2\pi f_w C_2} + R_L + R_2) - I_1(j2\pi f_w M) = 0 \\ \dot{U}_s = (R_1 + R_s + \frac{1}{j2\pi f_w C_1} + j2\pi f_w L_1)I_1 - I_2 j2\pi f_w M \end{cases} \quad (1)$$

当WPT系统处于谐振状态,即 $f_w = f_R$,系统工作频率与原副边谐振频率相同,此时式(1)满足 $1/(j2\pi f_w C_1) + j2\pi f_w L_1 = 0$ 和 $1/(j2\pi f_w C_2) + j2\pi f_w L_2 = 0$ 的关系。在该谐振频率下WPT系统传递效率高于非共振状态^[7],WPT系统处于该谐振频率 f_R 下的最佳工作点,系统运行状态为

$$\begin{cases} P_{in} = U \times \text{Real}(I_1) = \frac{U_s^2 \times (R_L + R_2)}{(R_1 + R_s) \times (R_L + R_2) + (2\pi f_R)^2 M^2} \\ P_{out} = I_2^2 \times R_L = \frac{U_s^2 \times (2\pi f_R)^2 M^2 \times R_L}{[(R_1 + R_s) \times (R_L + R_2) + (2\pi f_R)^2 M^2]^2} \\ \eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{(2\pi f_R)^2 M^2 \times R_L}{[(R_1 + R_s) \times (R_L + R_2) + (2\pi f_R)^2 M^2] \times (R_L + R_2)} \end{cases} \quad (2)$$

1) 最大接收功率分析

为求解WPT系统运行特性与谐振频率之间的关系,首先对 P_{out} 进行谐振频率 f_R 求导,令

$dP_{\text{out}}/df_{\text{R}} = 0$, 可得

$$\omega^2 M^2 = (R_1 + R_s) \times (R_L + R_2) \quad (3)$$

此时对应的最大接收功率为

$$P_{\text{outmax}} = \frac{U_s^2 \times R_L}{4(R_1 + R_s) \times (R_L + R_2)} \quad (4)$$

将式(3)代入式(2)中 η 的表达式, 可得此时 WPT 系统的传递效率为

$$\eta|_{P=P_{\text{out}}} = \frac{R_L}{2(R_L + R_2)} \approx 0.5 \quad (5)$$

2) 最大传递效率分析

为求解系统最大传递效率 η , 分别对效率 η 求谐振频率 f_{R} 和负载 R_L 的偏导, 当负载 R_L 固定, 谐振频率 f_{R} 改变, 令 $d\eta/df_{\text{R}} = 0$ 可得

$$f \approx \frac{\sqrt{3R_L}}{2\pi \times M} \quad (6)$$

当谐振频率 $f_{\text{R}} = f$ 保持不变, 若负载 R_L 值发生变化, 令 $d\eta/dR_L = 0$ 可得

$$\omega^2 M^2 = \left(\frac{R_1 + R_s}{R_2} \right) \times (R_{\text{L.critical}}^2 - R_2^2) \quad (7)$$

式中: R_1 和 R_2 分别为趋肤效应下发射线圈和接收线圈的电阻; $R_{\text{L.critical}}$ 为此时 η_{max} 下的 R_L 。

将式(7)代入式(2)中可得

$$\begin{cases} \eta_{\text{max}} = \frac{R_{\text{L.critical}} - R_2}{R_{\text{L.critical}} + R_2} \times 100\% \\ P_{\text{out}}|_{\eta=\eta_{\text{max}}} = \frac{U_s^2 \times (R_{\text{L.critical}} - R_2) \times R_2}{(R_1 + R_s) \times (R_{\text{L.critical}} + R_2) \times R_{\text{L.critical}}} \end{cases} \quad (8)$$

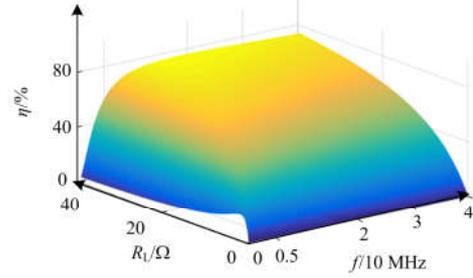
由式(6)和式(7)可知, WPT 系统最大效率 η_{max} 与谐振频率 f_{R} 、负载 R_L 以及互感 M 有关。对于同轴放置的螺旋形线圈, 它们之间的互感 M 为^[20]

$$M = \frac{\mu_0 \pi n_1^2 n_2^2 \sqrt{r_1 r_2}}{2d^3} \quad (9)$$

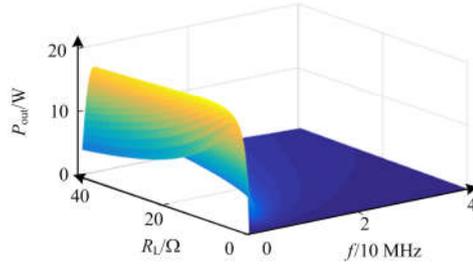
式中: μ_0 为空气的磁导率; d 为传递距离; r_1 和 r_2 分别为发射线圈与接收线圈的半径; n_1 和 n_2 分别为发射线圈与接收线圈的匝数。

在式(8)中, 当满足最大传递效率 η_{max} 后, 为满足不同负载的功率需求, 可通过调节系统的运行电压 U_s 实现对输出功率的调节, 达到 WPT 系统经济、稳定运行等指标。为进一步了解 MCR-WPT 系统的运行特性, 本文选用某 MCR-WPT 系统进行仿真分析(参数见附表 A1), 其结果如图 2 所示。由图 2 可知, 随着谐振频率、负载的变化, MCR-WPT 系统传递效率和接收功率存在极大值。在传递距离 d 给定下, 当传递效率最大值 η_{max} 与传递距离 d 、负

载 R_L 以及谐振频率 f_{R} 等满足式(7)关系时, WPT 系统能够达到传递效率最大状态。



(a) 传递效率特性



(b) 接收功率特性

图 2 MCR-WPT 系统运行特性曲线

Fig. 2 Operating characteristic curves of MCR-WPT system

1.2 频带序列划分方案

图 3 为基于 SS 型 MCR-WPT 系统频带序列划分方案的结构图。在 WPT 系统谐振状态下, 当传递距离 d 发生改变, WPT 系统最大传递效率 η_{max} 对应的最佳谐振频率 f 将发生改变。因此, 不同的传递距离范围对应着不同的谐振频率范围, 据此可形成谐振频率序列。当距离确定后, 负载大小发生变化, WPT 系统对应的最佳谐振频率 f 将改变。图 3 中当 WPT 系统负载由 R_{L1} 变化为 R_{L2} 时, 最佳谐振频率由 f_1 变为 f_2 。因此, 可根据不同的传递范围选择不同的谐振频率序列, 然后再由不同负载, 在选定好的谐振频率序列中找出 WPT 系统的最佳谐振频率^[21]。这样就可实现传递距离、负载和谐振频率之间的优化配合, 以进行频率序列的合理划分。

在给定谐振频率 f_i 下, WPT 系统传递效率与工作频率 f_w 之间的关系如图 3 所示。当 $f_i = f_w$ 时, WPT 系统在该谐振频率下的传递效率达到最优。实际中工作频率难以完全匹配谐振频率, 其一般在给定的工作频段范围内变化; 同时, 为适应负载的变化, 可将 WPT 系统的工作频率 f_w 由谐振频率点 f_i 向工作频段 1 拓展。由电路分析可知, MCR-WPT 系统是一种特殊的带通滤波器^[22], 选择适当的频率划分原则, 对工作频段进行拓展, 可降低 WPT 系统控制难度。

另一方面, 当 WPT 系统的负载由 R_{L1} 变化为 R_{L2} 时, WPT 系统的最佳谐振频率将由 f_1 变为 f_2 。当负载变化较小时, 最佳谐振频率变化不大, 若工作频段 1 包含谐振频率 f_2 , 则 WPT 系统无需重新调谐, 因而采用工作频段能使系统具备一定的负载变

化适应能力^[23]。当负载特性由阻性变为容性或感性时, 某谐振频率 f_1 下, 传递效率与工作频率 f_w 关系曲线将在阻性负载曲线的基础上偏移, 将工作频段拓展还可增强系统对负载类型的适应性。

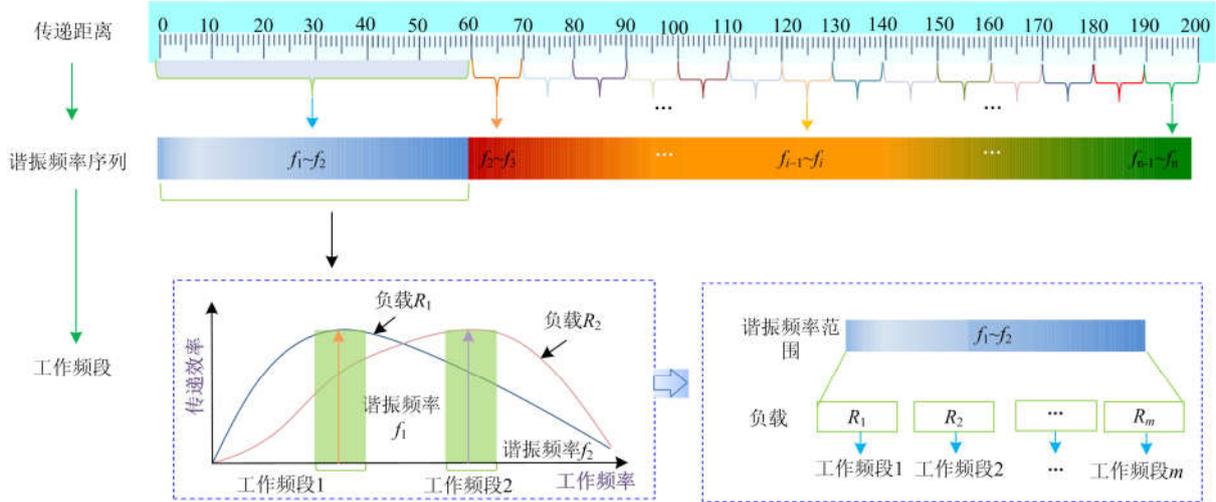


图 3 基于 SS 型 MCR-WPT 系统频带序列划分方案结构图

Fig. 3 Structure diagram of frequency band sequence division of MCR-WPT system based on SS type

2 基于SS型MCR-WPT系统频带序列的确定

2.1 谐振频率范围确定

1) 距离原则

通过 MCR-WPT 系统动态调谐, 可减少传递效率对传递距离的敏感性, 从而增加系统的有效传递距离^[14-15]。因而, MCR-WPT 系统传递距离和谐振频率存在约束关系, 这种约束关系就是确定谐振频率序列的距离原则。由式(8)可知, 当 WPT 系统中达到最大传递效率 η_{max} 时, 需满足式(7)的约束关系。当系统负载 R_L 确定后, MCR-WPT 系统最大效率 η_{max} 对应的谐振频率 f_R 只跟互感 M 有关。由于式(9)中 $M \propto 1/d^3$, 因此系统传递效率最大值 η_{max} 与负载 R_L 以及传递距离 d 存在关系。

设负载为 R_L , 在给定传递距离 d 下满足关系: $\omega^2 M^2 = [(R_1 + R_s)/R_2] \times (R_L^2 - R_2^2)$, 此时整个 MCR-WPT 系统处于最大传递效率 η_{max} 状态。当传递距离 d 发生变化后, 为追求系统最大传递效率 η_{max} , 可改变谐振频率, 使系统参数与谐振频率间需满足: $\omega^2 M^2 = [(R_1 + R_s)/R_2] \times (R_L^2 - R_2^2)$, 即改变谐振频率 f_R 。当传递距离 d 在某范围内变化, 将导致谐振频率 f_R 在某范围内变化, 传递距离 d 变化范围与谐振频率 f_R 变化范围相对应, 由此可形成 WPT 系统对应的谐振频率序列。

若传递距离变化较小, 则相应的谐振频率改变也较小。根据高频线圈等效电阻^[20,24]表达式

$$R_0 \approx R_{skin} = \sqrt{\frac{\mu_0 \omega}{2\sigma}} \left(\frac{Nr}{a} \right) \quad (10)$$

可知谐振频率 f_R 变化对 R_0 影响很小, 将式(10)代入式(7)可推出式(11), 并进一步整理得到式(12), 最后得出传递距离 d 变化后谐振频率序列确定的原则, 如式(13)所示。可见, 谐振频率 f 和传递距离 d 立方的比值为常数, 由该约束关系可获得谐振频率范围确定的距离原则。

$$\omega^2 M^2 = \left(\frac{R_1 + R_s}{R_2} \right) \times (R_L^2 - R_2^2) = const \quad (11)$$

$$\frac{(2\pi f_R)^2}{(d^3)^2} = const \quad (12)$$

$$\frac{f_R}{d^3} = const \quad (13)$$

另外, 从 MCR-WPT 系统输出功率优化角度分析, 为追求输出功率最大化, 整个系统需要满足条件 $\omega^2 M^2 = (R_1 + R_s) \times (R_L + R_2)$, 当传递距离发生改变后, 为追求输出功率最大化, 需要不断调谐, 使得 WPT 系统参数始终满足如下条件: $\omega^2 M^2 = (R_1 + R_s) \times (R_L + R_2) = const$, 进一步推导可得式(12), 最后推导出式(13)。

从传递效率和输出功率两个角度分析, 均可得到式(13)对应的距离原则。该距离原则考虑了基于 SS 型 MCR-WPT 系统负载、传递距离和传递效率、输出功率的约束关系, 运用距离原则划分出的谐振频率范围序列可以使基于 SS 型 MCR-WPT 系统达到传递效率和输出功率两个指标的优化。

2) 几何均值原则

通过基于 SS 型 MCR-WPT 系统运行成本分析, 可获得频带序列的几何均值原则。WPT 系统是一个小型供电系统, 其须在满足设计指标要求的前提下, 确保系统的综合费用最小。基于 SS 型 MCR-WPT 系统综合费用包括初始投资、运行损耗、维护成本等, 借鉴电压序列与系统综合费用的关系^[25-30], 以谐振频率 f_R 为变量, 将基于 SS 型 MCR-WPT 系统综合费用表示为

$$E = A + Bf_R + C/f_R \quad (14)$$

式中: A 为与频率无关的固定综合费用; B 为与频率成正相关的综合费用系数, 如损耗、高频器件费用等; C 为与频率成反比的综合费用系数, 如滤波器费用等。

由 $dE/df_R=0$ 可推出 $E' = B - C/f_R^2 = 0$, 进而可得经济性最佳的频率为 $f = \sqrt{C/B}$ 。对于两个不同的频率 f_{Ri} 和 f_{Rj} , 若它们对应的综合费用相等, 则可频率序列确定的几何均值原则如式(15)所示。

$$\sqrt{f_{Ri}f_{Rj}} = \sqrt{C/B} \quad (15)$$

由式(15)可知, 在给定参考频率范围内, 基于 SS 型 MCR-WPT 系统经济性最佳的谐振频率与两个参考谐振频率呈几何均值关系, 即 $f = \sqrt{f_{Ri}f_{Rj}}$ 。因此, 基于 SS 型 MCR-WPT 系统最佳谐振频率序列划分中, 各谐振频率之间应符合几何均值原则。

2.2 谐振频率下工作频段拓展原则

图 4 为 WPT 系统接收处电路图, 其中 U_r 为接收线圈两端电压, I_r 为接收端电流, f_r 为接收端频率, U_L 为负载端电压, I_L 为负载端电流, f_L 为负载端频率, $Z_L = R_L + jX_L$ 是负载端等效阻抗。设 $U_r = kU_L$, 由于 AC-DC-AC 变换模块内无有源器件, 变换模块两端有功功率守恒。设 $I_L = kI_r$, 则接收端等效负载 $Z = k^2Z_L$ 。当 AC-DC-AC 变换模块为单相全桥式变换模块时如图 4(b)所示, 该条件下 $U_r = 8/\pi^2 U_L$, 则 $Z = 64/\pi^4 Z_L$ 。

在给定谐振频率 f_R 下, WPT 系统最佳工作点的工作频率与接收端谐振频率相等^[26], 即满足 $1/(j\omega C_2) + j\omega L_2 = 0$ 时 WPT 系统传递效率最大。而

WPT 系统补偿电容由电阻负载下的谐振频率确定, 若负载为感性或容性负载, 将导致 WPT 系统谐振频率发生偏移。

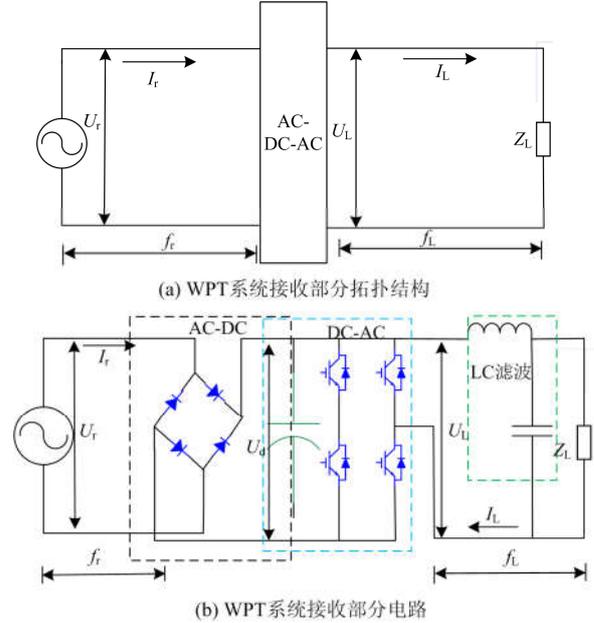


图 4 MCR-WPT 系统接收端等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of receiver of MCR-WPT system

当负载为感性时即 $X_L > 0$, 系统接收端等效电感 $L_{equal} = L + (\pi^4/64 X_L)/(2\pi f_L)$, 可知 $L_{equal} > L$ 。由谐振频率 $f = 1/(2\pi\sqrt{L_{equal}C})$ 可得, WPT 系统接收端谐振频率 f_R 将降低, 此时谐振频率 $f_{R,L}$ 为

$$f_{R,L} = \frac{f_R}{\sqrt{1 + 2\pi f_R X_L C}} \quad (16)$$

式中: $f_{R,L}$ 为感性负载下的谐振频率; f_R 为纯电阻负载下的谐振频率; X_L 为负载端等效电抗; C 为纯电阻负载下的补偿电容。

当负载为容性时即 $X_L < 0$, 其对应接收端的等效电容为: $C_{equal} = 32C/(32 - C\pi^5 X_L f_R)$, 可知 $C_{equal} < C$ 。由谐振频率 $f = 1/(2\pi\sqrt{LC_{equal}})$ 可得, WPT 系统接收端谐振频率 f_R 将增加, 此时谐振频率 $f_{R,C}$ 为

$$f_{R,C} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{32CL}{32 - C\pi^5 X_L f_R}}} \quad (17)$$

式中, C_{equal} 为 WPT 系统接收端等效电容。

而用电设备功率因数一般满足 $1 \geq \cos \varphi \geq 0.9$, 为使 WPT 系统可适应负载类型的变化, 在功率因数 $\cos \varphi$ 约束条件下, 将谐振频率 f_R 下的工作频段 f_{wb1} 拓展为 $f_{R,L} \sim f_{R,C}$ 频段范围, f_{wb1} 表达式为

$$\left\{ \begin{aligned} f_{wb1} &= \frac{f_R}{\sqrt{1+2\pi f_R X_L C}} \sim \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{32CL}{32-C\pi^5 X_L f_R}}} \\ \text{s.t.} &\begin{cases} \cos \varphi \geq 0.9 \\ \cos \varphi \leq 1 \end{cases} \end{aligned} \right. \quad (18)$$

为保证 WPT 系统在工作频段范围内传递效率和输出功率与完全谐振时基本相同, 本文在进行工作频段划分时, 进一步限制住工作频段的范围。

如图 5(a)所示, 为增强 WPT 系统适应负载变化的能力, 本文在工作频段划分过程中考虑到负载功率因数的变化, 得到负载条件限制下的工作频段 1

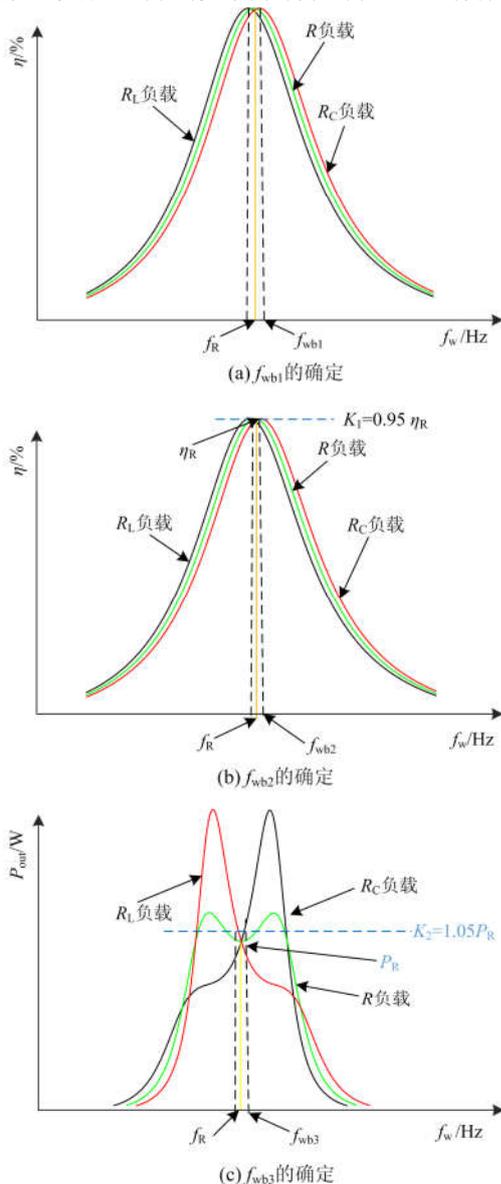


图 5 某谐振频率 f_R 下工作频段 f_{wb} 的确定
Fig. 5 Determination of the operating frequency band f_{wb} at a certain resonant frequency f_R

的表达式 f_{wb1} 。为保证 WPT 系统在工作频段内传递效率、接收功率两项指标与纯电阻负载下完全谐振时基本相同, 本文在进行工作频段划分时, 进一步限制住工作频段的范围, 如图 5(b)所示, 本文引入 $K_1 = 0.95\eta_R$ 可划分出 f_{wb2} , WPT 系统在工作频段 f_{wb2} 内的传递效率基本保持不变, 其中 η_R 为纯电阻负载下完全谐振时 WPT 系统的传递效率。同理, 如图 5(c), 为保证 WPT 系统在工作频段 f_{wb} 内的接收功率保持基本不变, 本文引入 $K_2 = 1.05P_R$, 进行了 f_{wb3} 的划分, 其中 P_R 为纯电阻负载下完全谐振时 WPT 系统的接收功率。

最后工作频段 $f_{wb} = f_{wb1} \cap f_{wb2} \cap f_{wb3}$, 即 f_{wb} 为 f_{wb1} 、 f_{wb2} 、 f_{wb3} 三段频率范围的公共部分。工作频段 f_{wb} 内, 基于 SS 型的 MCR-WPT 系统运行特性平稳, 且具有适应负载功率因数变化的能力。

2.3 划分流程

目前, MCR-WPT 系统最大传递距离 $d_{max} = 2$ m, 谐振频率 $f_R = 20$ MHz。由非辐射近场的距离范围计算式 $d \leq \lambda/2\pi$, 可推出最大谐振频率 $f_{max} \leq 23.87$ MHz。

由于 WPC 组织针对 WPT 系统制定了 Qi 标准, 该标准使用了 87~205 kHz 范围的频率, 传递距离为 5 mm 范围, 而 MCR-WPT 系统的传递距离要大于 1 cm, 因此对应谐振频率要高于 Qi 标准中的频率。

综合考虑用 $d_1 = 1$ cm、 $d_2 = 2$ m 和 $f_1 = 0.3$ MHz、 $f_2 = 20$ MHz 分别作为传递距离和谐振频率序列的边界。图 6 为基于距离原则的谐振频率序列划分流程

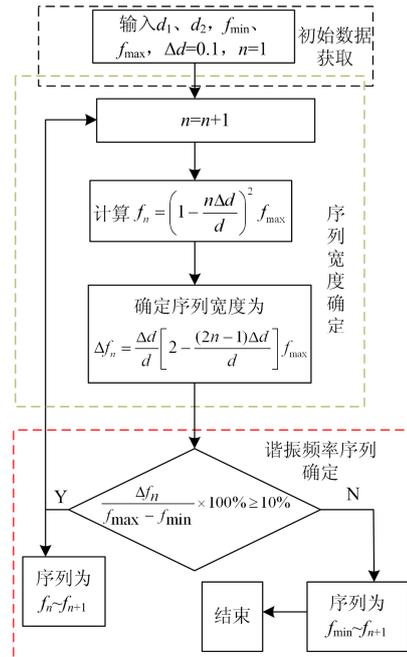


图 6 谐振频率序列确定流程
Fig. 6 Determination of resonant frequency sequence

图, 包括初始数据获取, 序列宽度确定以及谐振频率序列确定 3 个阶段, 具体步骤如下:

1) 获取传递距离 d 、谐振频率 f_R 变化范围, 确定基于 SS 型 MCR-WPT 传递距离边界值 d_{\min} 和 d_{\max} 、谐振频率边界值 f_{\min} 和 f_{\max} 。

2) 确定距离变化步长 $\Delta d=0.1$ m, 从最大传递距离 d_{\max} 开始, 将距离依次减少 Δd , 根据谐振频率序列距离原则 $f_R/d^3 = \text{const}$, 计算各序列边界频率。

3) 由距离原则得到谐振频率序列宽度计算式如下, 确定谐振频率序列宽度。

$$\Delta f_n = \frac{\Delta d}{d} \left[2 - \frac{(2n-1)\Delta d}{d} \right] f_{\max} \quad (19)$$

4) 若谐振频率序列宽度占整个频率范围的比例大于 10%, 则相应的频率范围为有效谐振频率序列, 否则将其并入相邻的下一个有效谐振频率序列。

2.4 谐振频率范围划分结果分析

根据图 6 的流程图, 运用距离原则对 MCR-WPT 系统进行谐振频率序列划分, 不同传递距离对

应不同谐振频率序列, 同时参考电动汽车无线充电标准 SAE J2954, 将该标准纳入本文划分的谐振频率序列中, 该标准中谐振频率范围为 81.38~90 kHz, 传递距离为 25 cm。故将 0.3 MHz 以下谐振频率范围对应距离修改为 0 到 0.25 m, 划分结果如图 7 所示。

图 7 中基于 SS 型 MCR-WPT 系统传递距离从 0.6 m 至 2 m 每间隔 0.1 m 对应一个谐振频率序列; 而对 0.25 m 至 0.6 m, 频率序列宽度过窄, 它们合并对应到一个频率序列。传递距离 0 至 0.25 m 范围对应频率小于 0.3 MHz, 该范围内感应式和谐振式两种无线电能传输方式都存在。

此外为检验频率序列划分结果的系统运行经济等指标, 图 7 中还利用几何均值原则对基于 SS 型 MCR-WPT 谐振频率进行了划分。结果表明几何均值法划分结果和采用距离原则划分结果基本相同。为兼顾基于 SS 型 MCR-WPT 系统传递效率、输出功率和综合费用, 结合两种原则下的谐振频率序列划分结果, 采用算术平均值对谐振频率序列进行了修正。

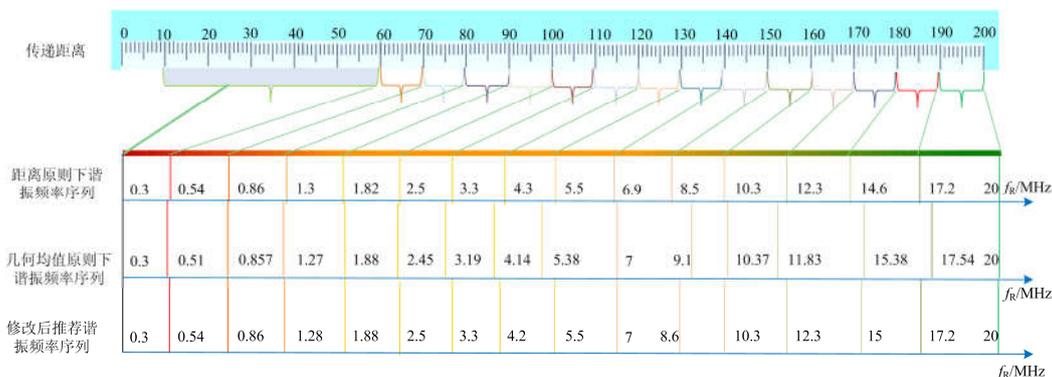


图 7 谐振频率序列划分结果

Fig. 7 Division results of resonant frequency sequence

3 实验分析

为验证频带序列划分结果的合理性, 本文搭建了谐振频率可调的无线电能传输系统实验平台, 对 WPT 系统能量传递效率和发射功率、接收功率等进行测试。实验装置如图 8 所示, 信号发生器产生高频信号后, 经高频功率放大器进行功率放大后, 通过谐振电路将能量发射到周围空间, 此时发射、接收线圈都发生谐振, 实现了磁耦合谐振无线电能传输。

该实验平台参数为: 发射和接收线圈内部直径 40 cm, 外部直径 54.5 cm, 线圈直径 3.5 mm, 自感 $L=292.3$ μH , 负载 $R_L=46.5$ Ω , 线圈电导 $\sigma=\times 10^7$ S/m, 电源电压 $U_s=15$ V。

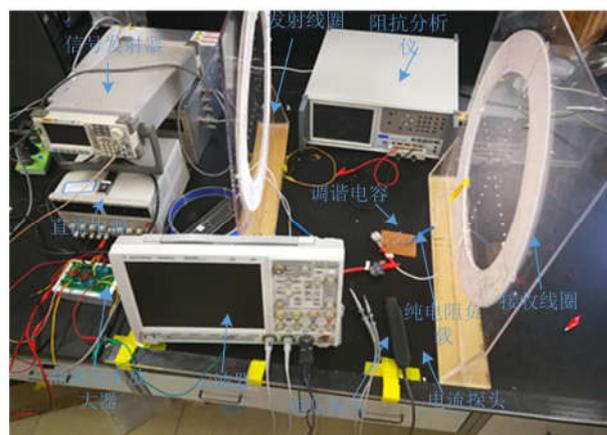
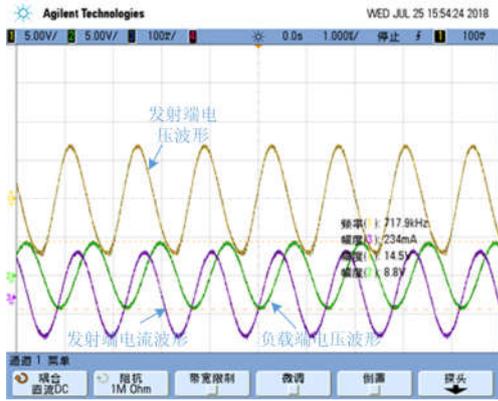


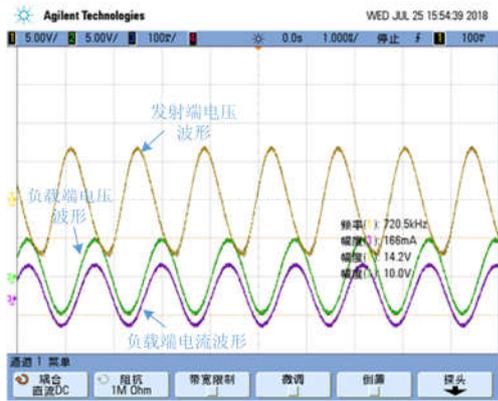
图 8 实验平台

Fig. 8 Experimental platform

如图 9 所示,当谐振频率为 720 kHz 时,整个系统发射线圈电流和发射端两端电压相位相同,负载端两端电压和负载电流相位相同,且发射线圈两端电压和负载电流相差 90°,实验装置实现了磁耦合谐振无线电能传输。



(a) 发射端电压电流



(b) 接收端电压电流

图 9 谐振状态下 WPT 系统的电压和电流波形

Fig. 9 Voltage and current waveforms in WPT system under resonance condition

为研究 WPT 系统运行特性与两线圈间传递距离和谐振频率序列的关系,需调整 WPT 系统谐振频率,同时改变两线圈间距离,测试 WPT 系统的传递效率和传输功率等参数。选用图 7 中的第 2 和第 3 谐振频率序列,谐振频率范围为 0.54~1.28 MHz,传递距离范围为 60~80 cm,测试 WPT 系统在不同谐振频率序列下的工作特性。在进行参数测试前需要测量不同距离下两线圈间互感值。

通过在发射线圈内注入一定频率的电流,测出接收线圈两端开路电压 u_k ,由 $u_k=Mdi/dt$ 可间接测量出两线圈间互感^[31-32]。由此得到距离范围 0.6~0.8 m 内,发射、接收两线圈之间的互感测量值如图 10 所示。

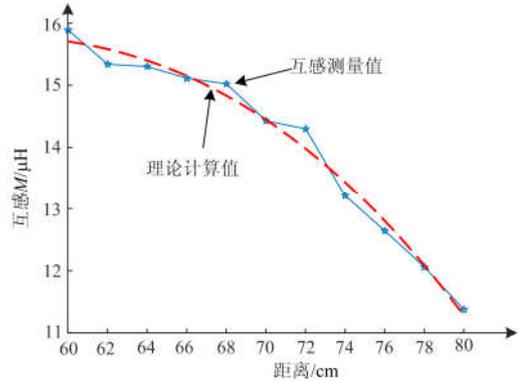


图 10 60~80 cm 传递距离范围内的下互感测量值

Fig. 10 Measured mutual inductance under transmitting distance between 60 cm and 80 cm

3.1 效率分析

在第 2 谐振频率序列(0.54~0.86 MHz)中,分别选用 6 组谐振频率,让 WPT 系统工作在谐振状态。同时改变两线圈间的传递距离,令距离在 60~80 cm 范围内变化,测量 WPT 系统的传递效率,其传递效率变化如图 11 所示。

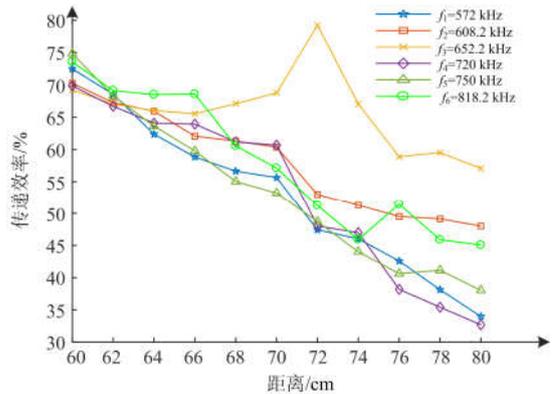


图 11 第 2 谐振频率序列下的系统传递效率

Fig. 11 Transmission efficiency of WPT system in the second resonance frequency sequence

第 2 谐振频率序列下,传递距离范围为 60~70 cm 时,WPT 系统传递效率位于 60%~80% 范围内;当该系统的运行距离为 70~80 cm 时,WPT 系统运行效率下降明显,处于 40~50% 范围内。由理论分析可知,当谐振频率为 652.2 kHz 时,在距离为 70 cm 处达到最大传递效率,对应的最大传递效率为 86.32%。而实验出现最大传递效率是在 72 cm 处,与理论结果基本吻合,误差可能来源于互感测量值以及高频下负载阻抗的变化。

当传递距离范围保持在 60~70 cm 内,提高 WPT 系统谐振频率,将谐振频率范围改变为第 3 频率序列,即 0.86~1.28 MHz 范围,选用 6 组不同的谐振

频率, 测量 WPT 系统传递效率, 其结果如图 12 所示。由于谐振频率的增加, 导致趋肤效应影响的线圈寄生电阻变大, WPT 系统传递效率反而降低, 大多位于 30%~40% 范围内, 难以满足 WPT 系统运行经济性要求。

当传递距离不变, 提高 WPT 系统的谐振频率将导致系统运行效率明显下降; 当谐振频率不变, 两线圈间传递距离增加, 也将导致 WPT 系统运行效率降低。这两种情况都难以满足系统经济性和传递效率的要求, 仅当传递距离范围和谐振频率序列匹配时 WPT 系统传递效率较优。

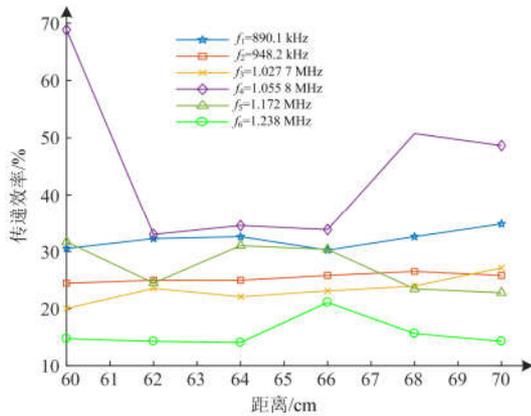


图 12 第 3 谐振频率序列下的系统传递效率

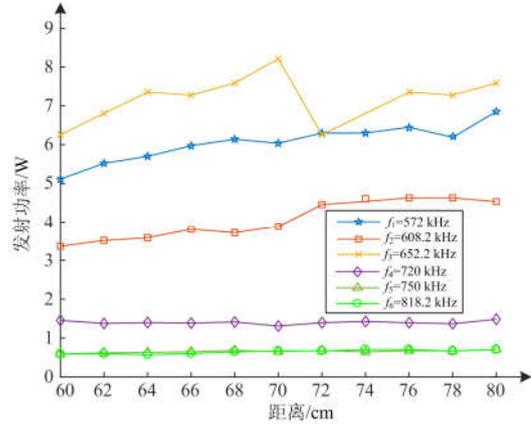
Fig. 12 Transmission efficiency of WPT system in the third resonance frequency sequence

3.2 功率分析

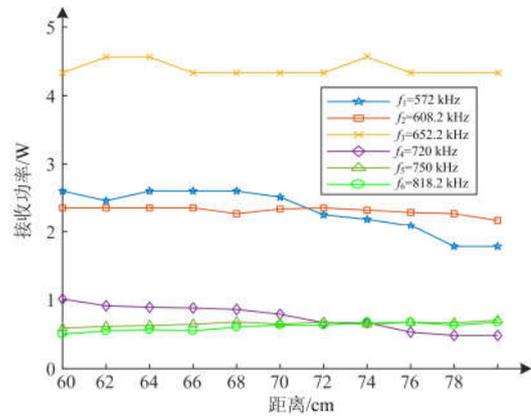
为进一步研究不同距离不同谐振频率序列下 WPT 系统的运行特性, 本文对 WPT 系统发射功率 P_e 、接收功率 P_r 进行分析。在第 2 谐振频率序列下, 选择 6 组频率使 WPT 系统运行在谐振状态, 对传递距离范围分别为 60~70 cm (D_1)、70~80 cm (D_2) 的 WPT 系统运行状态进行分析, 此时 WPT 系统的 P_e 和 P_r 如图 13 所示。当传递距离不变, 随着谐振频率的增加, WPT 系统 P_e 和 P_r 大多呈现出先增加后减少的趋势, 在谐振频率为 652.2 kHz 处出现最大值。提高谐振频率, 使 WPT 系统运行在第 3 谐振频率序列内, 则传递距离为 D_1 时的 P_e 和 P_r 如图 14 所示。由于距离和谐振频率序列不匹配, 导致 P_e 和 P_r 迅速下降, P_r 下降到约 0.5 W, 能量难以通过线圈进行传输, WPT 系统无法满足大功率传输要求。

由图 13 和图 14 对比分析可知, 当传递距离和谐振频率序列不匹配时, WPT 发射功率 P_e 和接收功率 P_r 将很小, 难以实现大功率无线电能传输。而当传递距离 D_1 和第 2 谐振频率序列匹配时, WPT

系统运行功率状态要优于其他组合情况。通过对运行功率和传递效率进行分析, 可以确定, 传递距离 D_1 和第 2 谐振频率相匹配的 WPT 系统运行状态较优, 可进一步证明谐振频率序列划分结果的合理性。



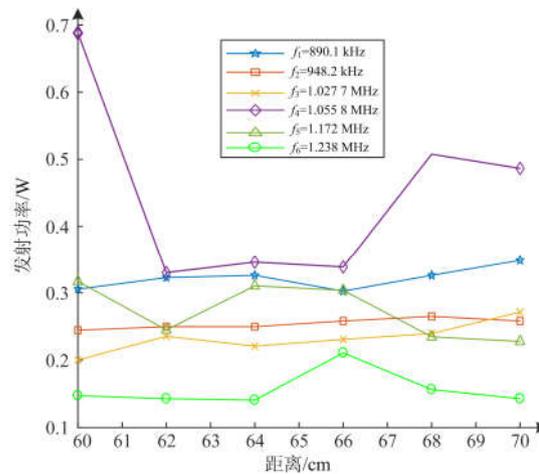
(a) 发射功率 P_e



(b) 接收功率 P_r

图 13 第 2 谐振频率序列下的传输功率

Fig. 13 Transmission power of WPT system in the second resonance frequency sequence



(a) 发射功率 P_e

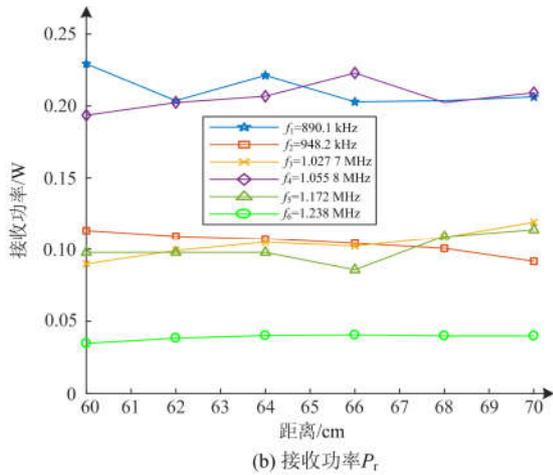


图 14 第 3 谐振频率序列下的传输功率

Fig. 14 Transmission power of WPT system in the third resonance frequency sequence

3.3 电动汽车无线充电标准检验

为进一步验证谐振频率序列划分结果的可行性，本文将电动汽车无线充电标准 SAE J2954 进行了检验。在频率范围 81.38~90 kHz 中选用 3 组不同谐振频率，分别在 25~50 cm 范围内进行 6 组实验，实验结果如图 15 所示。该结果表明：该谐振频率范围下，WPT 系统在传递距离 25 cm 范围内运行性能要优于其他传递距离。

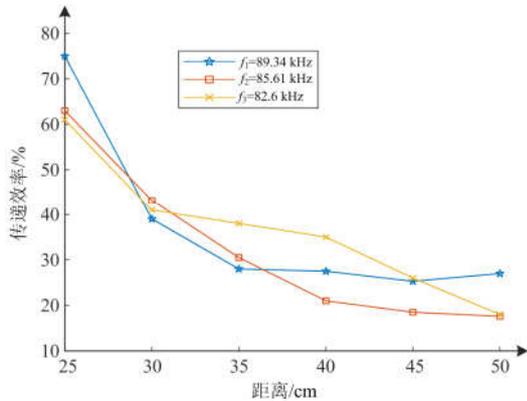


图 15 SAE J2954 谐振频率序列下的系统传递效率

Fig. 15 Transmission efficiency of WPT system in the resonant frequency of SAE J2954

由图 15 可知，当谐振频率保持不变时，随着传递距离的增加，传递效率迅速下降。在该谐振频率范围对应的传递距离内，基于 SS 型 MCR-WPT 系统达到较优运行状况。

由图 15 与图 12、图 13 对比分析可知，若要减少传递效率对传递距离的敏感性，在不改变设备物理结构的情况下，可通过提高 WPT 系统的谐振频

率，进而增大 WPT 系统传递距离。

该结果分析可从侧面说明谐振频率序列划分的重要性的必要性。同时证明了电动汽车无线充电标准 SAE J2954 同样适用于本文中的谐振频率序列划分，同时也间接证明该划分结果的正确性。

4 结论

本文对基于 SS 型 MCR-WPT 系统的传输功率和效率进行分析，提出了其频带序列的划分原则，搭建 WPT 实验平台对频带序列划分结果进行测试。研究表明：针对传递距离变化引起谐振频率变化的情况，可根据传递距离变化调节 WPT 系统谐振频率以追踪系统谐振频率序列，实现系统优化运行。针对负载功率的变化，在满足较高传递效率的前提下，通过调节谐振频率可改变输出功率，实现接收功率与负载功率需求的匹配。本文提出的频带序列划分方案有利于基于 SS 型 MCR-WPT 系统频率资源的合理利用，还可为基于 SS 型 MCR-WPT 系统控制设计提供参考。

附录

表 A1 WPT 系统仿真参数

Table A1 WPT system simulation parameters

线圈参数	发射线圈	接收线圈
半径 r/mm	150	150
线径 a/mm	1	1
匝数 n	10	10
电导率 $\sigma/(10^7\text{S/m})$	6	6
互感 $M/\mu\text{H}$		5.8
电源电压 U_s/V		5
电源等效阻抗 R_s/Ω		2

参考文献

- [1] 樊京, 余发山, 张刚, 等. 无线电能传输中值得注意的两个基本物理学问题[J]. 电工技术学报, 2013, 28(增刊 2): 61-65.
FAN Jing, YU Fashan, ZHANG Gang, et al. Two fundamental physics issues need paying great attention in wireless power transmission[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(S2): 61-65.
- [2] KURS A, KARALIS A, MOFFATT R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. Science, 2007, 317(5834): 83-86.
- [3] YIN J, LIN D, LEE C, et al. Front-end monitoring of multiple loads in wireless power transfer systems without wireless communication systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2510-2517.
- [4] 李晓英. AGV 分段无接触供电系统设计[J]. 电力系统

- 保护与控制, 2018, 46(17): 140-146.
- LI Xiaoying. Design of sectional structure of AGV contactless power supply system[J]. *Power System Protection and Control*, 2018, 46(17): 140-146.
- [5] 张波, 疏许健, 黄润鸿. 感应和谐振无线电能传输技术的发展[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(18): 3-17.
- ZHANG Bo, SHU Xujian, HUANG Runhong. The development of inductive and resonant wireless power transfer technology[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(18): 3-17.
- [6] BORGES C N, GEORGIADIS A, COSTANZO A, et al. Wireless power transmission: R&D activities within Europe[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2014, 62(4): 1031-1045.
- [7] ZHANG Y, ZHAO Z. Frequency splitting analysis of two-coil resonant wireless power transfer[J]. *IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters*, 2014, 13(4): 400-402.
- [8] 张献, 杨庆新, 陈海燕, 等. 电磁耦合谐振式无线电能传输系统的建模、设计与实验验证[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(21): 153-158.
- ZHANG Xian, YANG Qingxin, CHEN Haiyan, et al. Modeling and design and experimental verification of contactless power transmission systems via electromagnetic resonant coupling[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(21): 153-158.
- [9] KIM H, SONG C, KIM D H, et al. Coil design and measurements of automotive magnetic resonant wireless charging system for high-efficiency and low magnetic field leakage[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory & Techniques*, 2016, 64(2): 383-400.
- [10] 李中启, 黄守道, 易吉良, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统频率分裂抑制方法[J]. *电力系统自动化*, 2017, 41(2): 21-27.
- LI Zhongqi, HUANG Shoudao, YI Jiliang, et al. A method of preventing frequency splitting in magnetic coupling resonant wireless power transfer system[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2017, 41(2): 21-27.
- [11] 孙跃, 戴欣, 苏玉刚, 等. 磁共振模式无线电能传输系统建模与分析[J]. *中国电机工程学报*, 2012, 32(12): 155-160.
- SUN Yue, DAI Xin, SU Yugang, et al. Modeling and analysis of magnetic resonance wireless power transmission systems[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(12): 155-160.
- [12] SEUNG-HWAN L, LORENZ R D. Development and validation of model for 95%-efficiency 220 W wireless power transfer over a 30-cm air gap[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(6): 2495-2504.
- [13] 刘帼中, 李义鑫, 崔玉龙, 等. 基于 FPGA 的磁耦合谐振式无线电能传输频率跟踪控制[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(14): 3185-3193.
- LIU Guojin, LI Yixin, CUI Yulong, et al. Frequency tracking control of wireless power transfer via magnetic resonance coupling based on FPGA[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(14): 3185-3193.
- [14] 强浩, 黄学良, 谭林林, 等. 基于动态调谐实现感应耦合无线电能传输系统的最大功率传输[J]. *中国科学: 技术科学*, 2012, 42(7): 830-837.
- QIANG Hao, HUANG Xueliang, TAN Linlin, et al. Achieving maximum power transfer of inductively coupled wireless power transfer system based on dynamic tuning control[J]. *Science China: Tech Science*, 2012, 42(7): 830-837.
- [15] 谭林林, 黄学良, 黄辉, 等. 基于频率控制的磁耦合共振式无线电力传输系统传递效率优化控制[J]. *中国科学: 技术科学*, 2011, 41(7): 913-919.
- TAN Linlin, HUANG Xueliang, HUANG Hui, et al. Transfer efficiency optimal control of magnetic resonance coupled system of wireless power transfer based on frequency control[J]. *Science China: Technology Science*, 2011, 41(7): 913-919.
- [16] ZHU C, LIU K, YU C, et al. Simulation and experimental analysis on wireless energy transfer based on magnetic resonances[C] // 2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 3-5, 2008, Harbin, China: 1-4.
- [17] 李阳, 杨庆新, 闫卓, 等. 无线电能有效传输距离及其影响因素分析[J]. *电工技术学报*, 2013, 28(1): 106-112.
- LI Yang, YANG Qingxin, YAN Zhuo, et al. Analysis on effective range of wireless power transfer and its impact factors[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(1): 106-112.
- [18] 苑朝阳, 张献, 杨庆新, 等. 无线供电高铁列车非对称耦合机构[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(18): 18-25.
- YUAN Chaoyang, ZHANG Xian, YANG Qingxin, et al. Asymmetric coupling mechanism of wireless power transmission system for high-speed train[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(18): 18-25.
- [19] 李琳, 李然. 双频段磁耦合谐振式无线电能传输系统特性分析及实验验证[J]. *电工技术学报*, 2017, 32(18): 90-97.
- LI Lin, LI Ran. Analysis and experimental verification of dual-band wireless power transfer system via magnetic resonant coupling[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(18): 90-97.

- [20] 傅文珍, 张波, 丘东元, 等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 21-26.
FU Wenzhen, ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. Maximum efficiency analysis and design of self-resonance coupling coils for wireless power transmission system[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 21-26.
- [21] 郑伟, 陈仕彬, 梁福波, 等. 基于 PSO-PSA 的光伏系统最大功率点跟踪技术[J]. 热力发电, 2018, 47(2): 78-84.
ZHENG Wei, CHEN Shibin, LIANG Fubo, et al. PSO-PSA-based PV system maximum power point tracking technology[J]. Thermal Power Generation, 2018, 47(2): 78-84.
- [22] EAN K K, CHUAN B T, IMURA T, et al. Novel band-pass filter model for multi-receiver wireless power transfer via magnetic resonance coupling and power division[C] // WAMICON 2012 IEEE Wireless & Microwave Technology Conference, April 15-17, 2012, Cocoa Beach, FL, USA: 1-6.
- [23] 颜湘武, 王月茹, 王星海. 微网孤岛运行模式下新型频率控制方法[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(1): 11-15.
YAN Xiangwu, WANG Yueru, WANG Xinghai. A novel frequency control method for micro-grid in islanding operating mode[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(1): 11-15.
- [24] 尹忠东, 魏文思, 王萍, 等. 考虑集肤效应和邻近效应的变压器绕组谐波损耗计算及实验研究[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(4): 143-151.
YIN Zhongdong, WEI Wensi, WANG Ping, et al. Calculation and experimental study on harmonic loss of transformer windings considering skin effect and proximity effect[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(4): 143-151.
- [25] 张文泉. 电力技术经济评价理论、方法与应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2004.
- [26] 刘振亚, 舒印彪, 张运洲, 等. 直流输电电压等级序列研究[R]. 北京: 国网北京经济技术研究院, 2008.
- [27] LI Zainan, DUAN Jiandong, WEI Zhaoyang, et al. Research on voltage level and simulation model of medium-low voltage of DC distribution network[C] // China International Conference on Electricity Distribution, 2018.
- [28] 张运洲. 直流电压等级序列的经济比较[J]. 电网技术, 2008, 32(9): 37-41.
ZHANG Yunzhou. Economic comparison of HVDC voltage class sequence[J]. Power System Technology, 2008, 32(9): 37-41.
- [29] 郭艳飞, 任雪桂, 鞠力, 等. 基于层次分析法的综合能源系统能效评估方法研究及应用[J]. 电力科学与技术学报, 2018, 33(4): 121-128.
GUO Yanfei, REN Xuegui, JU Li, et al. The comprehensive efficiency evaluation method for integrated energy system based on AHP[J]. Journal of Electric Power Science and Technology, 2018, 33(4): 121-128.
- [30] 田鑫, 石永锋, 方继辉, 等. 基于全寿命周期成本理论的燃气轮机进气系统优化研究[J]. 热力发电, 2018, 47(7): 46-51.
TIAN Xin, SHI Yongfeng, FANG Jihui, et al. Research on optimization of gas turbine intake system based on full life cycle cost theory[J]. Thermal Power Generation, 2018, 47(7): 46-51.
- [31] 王艳, 陈家玉, 赵洪山, 等. 中压配电网载波通信卡式电感耦合器耦合模型[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(11): 87-94.
WANG Yan, CHEN Jiayu, ZHAO Hongshan, et al. Clamp inductive coupler coupling model of medium voltage distribution network carrier communication[J]. Power System Protection and Control, 2019, 47(11): 87-94.
- [32] 章彬, 伍国兴, 黄炜昭, 等. 一种新的变压器磁路到电路的转换模型及多种方法的统一[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(14): 128-135.
ZHANG Bin, WU Guoxing, HUANG Weizhao, et al. A new conversion model of transformer from magnetic circuit to electric circuit and the unification of various methods[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(14): 128-135.

收稿日期: 2019-07-29; 修回日期: 2019-09-27

作者简介:

周念成(1969—), 男, 教授, 研究方向为电力系统保护与控制; E-mail: cee_nczhou@cqu.edu.cn

梁清泉(1995—), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统保护与控制。E-mail: 707288239@qq.com

(编辑 葛艳娜)