

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.L70360

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

李琳 李然

(新能源电力系统国家重点实验室(华北电力大学) 北京 102206)

摘要 双频段无线电能传输系统可以提供两个不同频率的传输通道以实现电能和信号的同步传输。根据单一谐振频率的电能传输线圈的阻抗特性提出了双频段无线电能传输线圈的设计思路，并设计了双频段磁耦合谐振式无线电能传输系统，系统接收端采用陷波电路分离信号和电能。构建部分元等效电路对线圈阻抗特性、系统电能传输能力和传输效率进行计算，由此得出系统可同步传输信号并且不影响其电能传输效率。最后，设计了和理论计算系统参数一致的实验装置进行实验验证，结果与理论分析具有较好的一致性，验证了设计方法的有效性。

关键词： 无线电能传输 磁耦合谐振 双频段 信号传输

中图分类号：TM72

Analysis and Experimental Verification of Dual-Band Wireless Power Transfer System Via Magnetic Resonant Coupling

Li Lin Li Ran

(State Key Laboratory of Alternate Electrical Power System with Renewable Energy Sources
North China Electric Power University Beijing 102206 China)

Abstract Dual-band wireless power transfer (WPT) system can provide two channels with different frequencies for power transfer and signal transmission. According to the impedance-frequency characteristic of the single-band WPT coil, a design method of dual-band WPT coil was proposed. The dual-band WPT system via magnetic resonant coupling (MRC) was designed, and the notch circuit was used to separate signal wave and power wave at receiving side. Partial element equivalent circuits (PEECs) were built for the dual-band system. Afterward, impedance characteristic of the dual-band coil, power transfer capacity and system efficiency were calculated. It is shown that the system can synchronously transfer signal without affecting the power transmission efficiency. The well consistency between experimental results and the theoretical analysis shows the effectiveness of the design method.

Keywords: Wireless power transfer (WPT), magnetic resonant coupling (MRC), dual band, signal transmission

0 引言

磁耦合谐振式 (Magnetic Resonant Coupling,

MRC) 无线电能传输 (Wireless Power Transfer, WPT) 技术是一种新的无线电能传输技术，该项技术由麻省理工学院 (MIT) 的 Marin Soljacic 课题组于 2007 年提出^[1]。由于该技术具有传输距离远、效率高且对人体和周围环境影响小的特点，因此受到了相关研究机构和学者的广泛关注^[2-6]。

MRC-WPT 系统的核心单元为一对收发谐振线圈，实现电能高效传输的必要条件之一是收发谐振线圈具有相同的固有谐振频率^[7]，且系统工作频率即为其固有谐振频率。目前国内外的研究主要是针对 MRC-WPT 系统在其固有谐振频率上提高传输功率和效率，以及单频段线圈设计方面的研究^[8-11]。然而在收发模块之间同步地传输控制指令或反馈信息也是非常必要的^[12-17]，因此需要系统在实现电能传输的同时还能够在收发模块之间完成实时通信。

双频段 WPT 系统可以提供两条不同工作频率的传输通道以实现同步传输电能和信号。目前双频段 WPT 系统的实现方法包括两种：①在 WPT 系统中额外构建一套固有谐振频率不同于电能传输线圈的信号传输线圈^[12-15]，以实现两条独立的物理通道；②采用双频收发线圈^[16,17]，完全由一套装置完成电能和信号的传输。方法①中，由于系统包括两套独立的线圈，线圈间的交叉耦合将会带来两条物理通道之间的干扰，同时也便于系统装置的小型化。方法②可以避免上述问题，文献[16]中构建了具有两个固有谐振频率的单匝双频线圈，并实现了利用两个频段同时传输电能以提高效率，然而对于同步传输信号和电能的实现方法未有提及。文献[17]由分立的电感、电容构成了 kHz 级的双谐振结构以同步传输电能和信号，但是对于接收端信号波与电能波的分离方法没有提及。

本文根据单频多匝线圈的阻抗特性设计了一种双频多匝谐振线圈。由该双频谐振线圈构成的双频段 MRC-WPT 系统其电能传输和信号传输频段都可达到 MHz 级，因此可保证较高的上限信号传输速率。首先采用部分元等效电路（Partial Element Equivalent Circuit, PEEC）的建模方法^[6]计算线圈阻抗、系统正向传输参数和系统效率。根据不同频段的系统参数特性，分配电能传输和信号传输的频段，并提出在接收端采用陷波电路分离信号波与电能波，设计了信号接收电路。最后构建了双频段 MRC-WPT 系统的实验平台，分别完成了信号传输和电能传输的实验测试，对理论分析进行了验证。

1 双频段 MRC-WPT 线圈的设计

双频段 MRC-WPT 系统的结构如图 1 所示。系统由发射端和接收端构成，发射端包括功率源和信号源，接收端包括功率负载和信号负载。发射线圈和接收线圈为一对具有两个固有谐振频率的双频线圈，因而系统可以提供两条通道分别实现信号传输

和电能传输。系统核心单元为双频收发线圈。

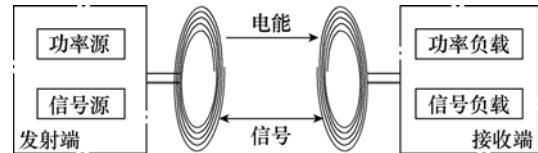


图 1 双频段 MRC-WPT 系统结构

Fig.1 Block diagram of dual-band MRC-WPT system

平面螺旋结构为 MRC-WPT 系统的常用线圈结构，如图 2a 所示。图 2a 中的线圈共 5 匝，匝间距为 5mm，线圈内径为 135mm，线径为 0.5mm。由 PEEC 方法计算得到的中点馈电时的线圈电抗特性曲线如图 2b 所示。

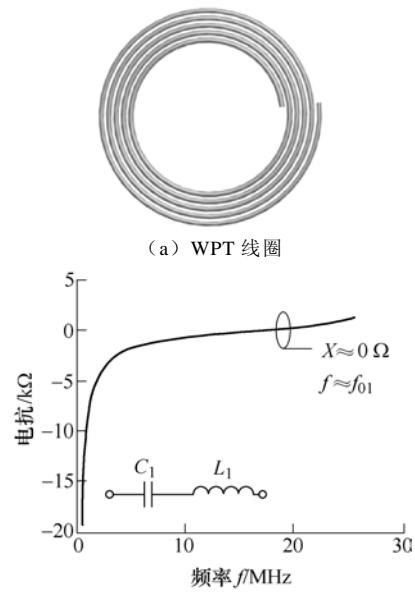


图 2 WPT 谐振线圈及其电抗特性

Fig.2 Geometry and reactance-frequency characteristic of MRC-WPT coil

由图 2b 可以看出，MRC-WPT 线圈具有串联谐振特性，因此可等效为图中集总形式的串联等效电路， L_1 为线圈等效电感， C_1 为线圈等效寄生电容。图 2 中线圈只有一个固有谐振频率 f_{01} ，为了实现双谐振频率需为线圈增加补偿电路。根据图 2b 确定补偿电路的选择原则：①补偿电路在线圈固有谐振频率两侧具有与其反相的相频特性；②补偿电路的固有谐振频率低于线圈固有谐振频率。

因此，选择固有谐振频率低于线圈的并联谐振回路作为双频补偿电路。在图 2 所示线圈中点插入并联谐振补偿电路，所构成的双频线圈的集总等效电路如图 3 所示。

图 3 中， L_2 、 C_2 分别是双频补偿电路中的电感和电容， Z_d 为双频线圈阻抗。由于线圈损耗和补偿

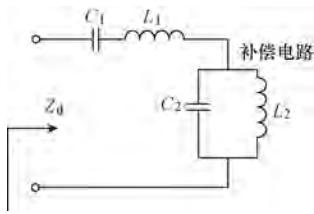


图 3 双频线圈集总等效电路

Fig.3 Lumped equivalent circuit of the dual-band MRC-WPT coil

MRC-WPT coil

电路中电感 L_2 的损耗对双频 MRC-WPT 线圈的阻抗频率特性影响不大, 因此为了简化计算过程, 在图 3 中没有考虑。双频线圈的等效阻抗为

$$Z_d = j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + \frac{1}{j\omega C_2 + \frac{1}{j\omega L_2}} \quad (1)$$

由式(1)可得双频线圈的谐振频率为

$$\begin{cases} \omega_{d01} = \left\{ \frac{1}{2} \left[A + \left(B^2 + 4\omega_{02}^2 \omega_{12}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \\ \omega_{d02} = \left\{ \frac{1}{2} \left[A - \left(B^2 + 4\omega_{02}^2 \omega_{12}^2 \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \end{cases} \quad (2)$$

式中

$$\begin{cases} A = \omega_{01}^2 + \omega_{02}^2 + \omega_{12}^2 \\ B = \omega_{01}^2 - \omega_{02}^2 + \omega_{12}^2 \\ \omega_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \\ \omega_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \\ \omega_{12} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}} \end{cases} \quad (3)$$

式中, ω_{01} 为图 2a 中平面螺旋线圈的固有谐振频率; ω_{02} 为并联补偿电路的固有谐振频率。由式(2)可知双频线圈的两个固有谐振频率满足

$$\begin{cases} \omega_{d01} > \omega_{01} \\ \omega_{d02} < \omega_{02} \end{cases} \quad (4)$$

2 双频段 MRC-WPT 系统的特性参数计算

2.1 双频段 MRC-WPT 线圈的阻抗特性

在图 2a 所示的线圈结构中插入双频补偿电路, 补偿电路的电感为 $10\mu\text{H}$, 电容为 30pF , 得到的双频线圈结构如图 4 所示。

对图 4 中的双频线圈构建 PEEC 模型^[6], 计算其阻抗频率特性如图 5 所示。由图 5 可知, 双频线圈的电抗-频率特性曲线有两个过零点, 所对应的频

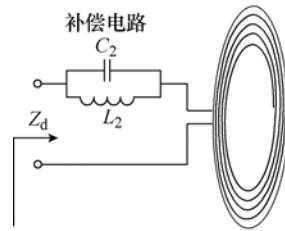
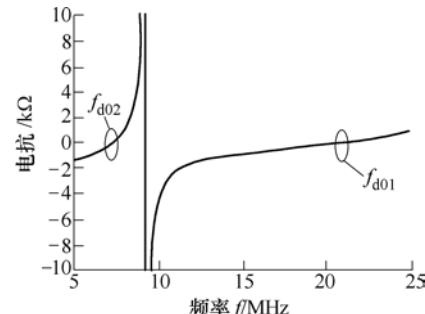


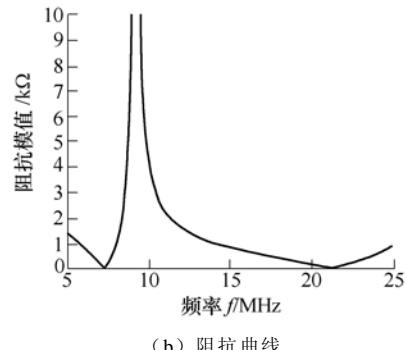
图 4 双频线圈结构

Fig.4 Structure of dual-band WPT coil

率即为双频线圈的两个固有谐振频率。计算所得谐振频率 $f_{d01}=21.2\text{MHz}$, $f_{d02}=7.2\text{MHz}$ 。由图 5b 可以看出, 阻抗模值曲线所对应两个固有谐振频率处的线圈阻抗最小。



(a) 电抗曲线



(b) 阻抗曲线

图 5 由 PEEC 计算得到的双频线圈阻抗特性

Fig.5 Impedance-frequency characteristic of the dual-band WPT coil calculated by PEEC

2.2 双频段 MRC-WPT 系统的正向传输参数

将图 4 中的线圈接入 MRC-WPT 系统构成双频段 MRC-WPT 系统, 系统电能传输能力由正向传输参数 S_{21} ^[11] 表示。当收发线圈相距 15cm 时, 由 PEEC 方法计算得到的 S_{21} 的频变特性如图 6 所示。由图 6 可以看出: 高谐振频率 f_{d01} 处对应的 S_{21} 参数出现了频率分裂, 并且其最大值接近于 1; 而低谐振频率 f_{d02} 处对应的 S_{21} 参数近似为 0.3。因此为保证高效的电能传输, 将 f_{d01} 作为电能传输频段, f_{d02} 作为信号传输频段。

在接收端为了将信号波与电能波分离以提取信

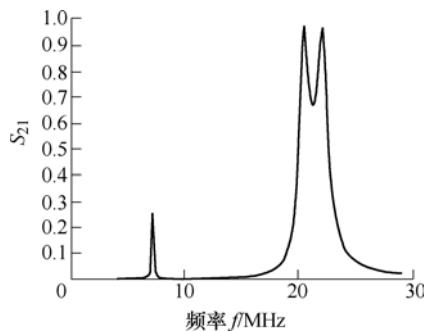
图 6 收发线圈相距 15cm 时双频系统的 S_{21}

Fig.6 S_{21} characteristic of the dual-band WPT system as the distance of transmission and receiver coils is 15cm 号, 采用陷波电路作为信号接收的负载支路, 如图 7 所示。图中, R_{Ls} 为信号负载, R_{Lf} 为功率负载, i_p+i_s 为负载网络接收到功率电流和信号电流的叠加, i_p 的频率为 f_{d01} , i_s 的频率为 f_{d02} 。陷波电路的阻抗为

$$Z_N = j\omega L_N + \frac{1}{j\omega C_N} \quad (5)$$

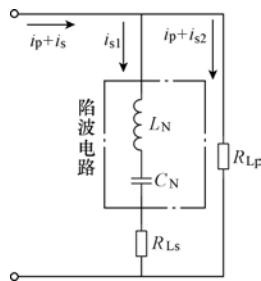


图 7 负载网络

Fig.7 Load network

陷波电路的固有谐振频率等于双频段 MRC-WPT 系统的低谐振频率 f_{d02} , 因此 Z_N 对 i_s 的阻抗近似为零, 而对于 i_p 则为高阻, 这样陷波电路对电能波起到了阻断作用, 因此 i_p 不在信号负载支路上消耗, 从而保证电能传输不受影响。

将负载网络接入双频段 MRC-WPT 系统。当收发线圈相距 15cm 时, 应用 PEEC 方法计算入端口与功率接收端口的正向传输参数 S_{21P} 和入端口与信号接收端口的正向传输参数 S_{21S} , 结果如图 8 所示。由图 8 可知, 与图 6 相比, S_{21P} 基本没有受到信号传输的影响, 其最大值仍然近似为 1; 而 S_{21S} 有所减小, 其原因是没有在功率负载支路设计电能波的陷波电路而导致信号电流在两条负载支路分配, 但这对信号接收影响不大, 并且简化了电路设计。

2.3 双频段 MRC-WPT 系统的传输效率

将负载网络接入双频段 MRC-WPT 系统后, 分别在收发线圈相距 10cm、15cm、20cm 时, 计算系统在 S_{21P} 峰值处所对应的电能传输效率, 为了和单

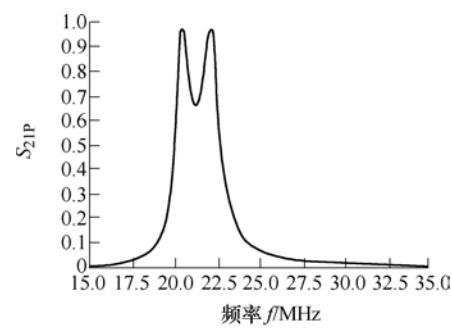
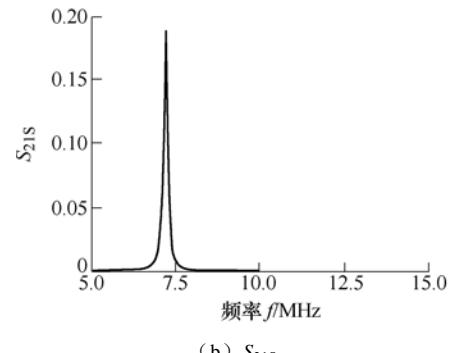
(a) S_{21P} (b) S_{21S} 图 8 收发线圈相距 15cm 时系统的 S_{21P} 和 S_{21S}

Fig.8 Calculated S_{21P} and S_{21S} of the dual-band WPT system as the distance of transmission and receiver coils is 15cm

频段 MRC-WPT 系统比较, 对单频系统的效率也做了计算, 结果见表 1。从表 1 可以看出, 双频段 MRC-WPT 系统的电能传输效率与单频段 MRC-WPT 系统的传输效率接近, 由此说明双频段 MRC-WPT 系统的信号传输并不影响其电能传输。

表 1 双频段与单频段 MRC-WPT 系统效率的比较

Tab.1 Efficiency of the dual-band and single-band

MRC-WPT system

收发线圈 距离/cm	系统效率(%)	
	双频段 MRC-WPT(峰值)	单频段 MRC-WPT(峰值)
10	19.9MHz: 48.66	17.1MHz: 48.6
	22.9MHz: 47.3	19.6MHz: 51
15	20.4MHz: 48.4	17.7MHz: 49.1
	22.1MHz: 50.1	18.5MHz: 49.4
20	21.2MHz: 67.9	18.2MHz: 55

3 实验验证

为了验证上述理论分析, 绕制如图 4 所示双频 MRC-WPT 线圈, 并构建了实验平台, 完成了双频线圈阻抗和双频段 MRC-WPT 系统 S_{21} 参数测量实验、信号传输实验和电能传输实验。

3.1 双频线圈阻抗及系统 S_{21} 参数测量

应用 Agilent 4395A 矢量网络分析仪测量双频段 MRC-WPT 线圈的阻抗及双频段 MRC-WPT 系统的正向传输参数 S_{21} 。图 9 为线圈阻抗的测量结果, 线圈谐振频率 $f_{d01}=20.12\text{MHz}$, $f_{d02}=7.2\text{MHz}$, 与图 5 的计算结果相比较基本吻合, 仅在 f_{d01} 处略有偏差, 其主要原因是补偿电路中高频寄生参数的影响。

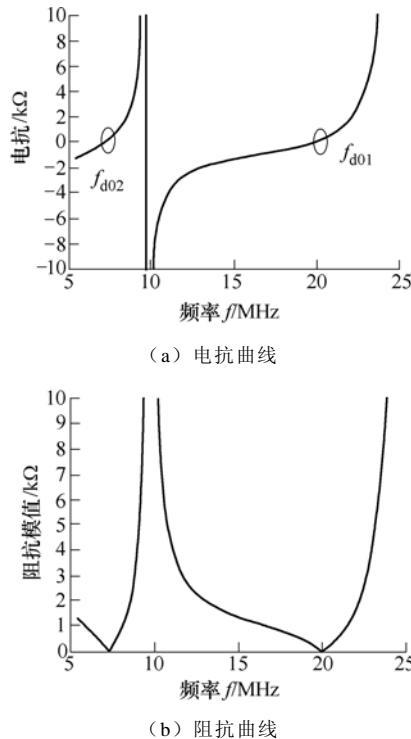


图 9 实验测得的双频 MRC-WPT 线圈阻抗特性

Fig.9 Measured impedance-frequency characteristic of the dual-band WPT coil

当收发线圈相距 15cm 时, 分别测量系统 S_{21P} 和 S_{21S} , 结果如图 10 所示。由图 10 可以看出, S_{21P} 和 S_{21S} 的测量结果和图 8 的计算结果一致, S_{21P} 在 f_{d01} 处发生了频率分裂, 两个峰值对应的频率分别为 19.625MHz 和 20.825MHz。

3.2 信号传输和电能传输实验

双频段 MRC-WPT 实验系统实物如图 11 所示。

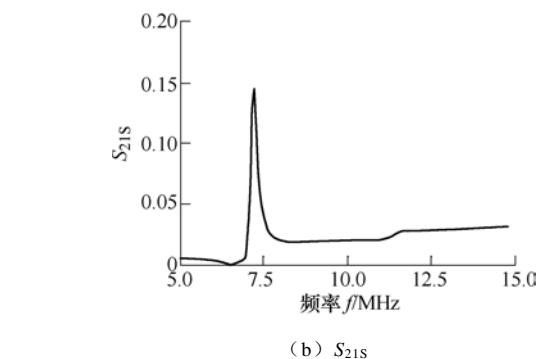
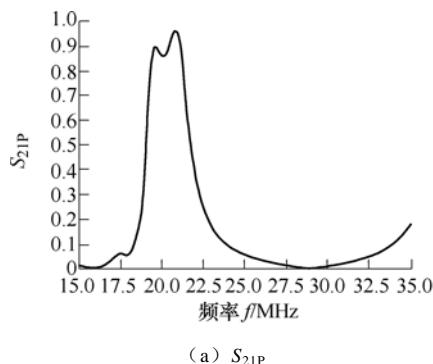


图 10 收发线圈相距 15cm 时, 实验所得 S_{21P} 和 S_{21S}

Fig.10 Measured S_{21P} and S_{21S} of the dual-band WPT system as the distance of transmission and receiver coils is 15cm



图 11 实验装置

Fig.11 Experimental system

由信号发生器产生的高频信号经功率放大器放大后作为系统功率驱动源, 信号发生器作为信号源。

信号发生器产生峰峰值为 1V 左右的调幅信号送入双频段 MRC-WPT 系统, 信号载波频率为 7.2MHz, 调制信号频率为 1kHz, 调幅深度为 0.3。收发线圈相距 10cm、15cm、20cm 时, 由安泰信的 ADS 1102CAL 双踪示波器测量输出信号幅度。图 12

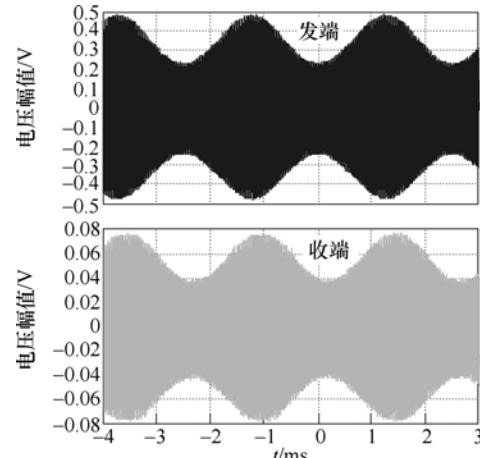


图 12 收发线圈相距 15cm 时测得的输出信号电压

Fig.12 Measured signal voltage of the dual-band WPT system as the distance of transmission and receiver coils is 15cm

为收发线圈相距 15cm 的测量结果, 负载接收到的信号与发射信号相比较没有失真。表 2 列出了不同传输距离所对应的正向传输参数。由实验结果可知虽然信号正向传输参数略低, 但并不影响信号接收, 且接收到的信号无失真。

表 2 系统正向传输参数 S_{21S} Tab.2 S_{21S} of the system

收发线圈距离/cm	S_{21S}
10	0.21
15	0.16
20	0.14

由信号发生器产生频率在 f_{d01} 附近的信号, 之后经由三极管 ISC1971 构成的功率放大器放大后送入双频段 MRC-WPT 系统。当收发线圈相距 10cm、15cm、20cm 时, 分别测量负载电压。为了便于示波器显示, 在功率放大器输出端口连接衰减器, 功率衰减 30dB 之后测量功率负载电压。图 13 为收发线圈相距 15cm 时系统 50Ω 功率负载上电压的测量结果。由于此时电能传输频段产生频率分裂, 分别对两个峰值频率进行测量, 图 13a 为 20.9MHz 频率的测量结果, 图 13b 为 19.6MHz 频率的测量结果。为了和单频段 MRC-WPT 系统的电能传输特性进行比较, 在收发线圈相距 10cm、15cm、20cm 时, 测量了单频段 MRC-WPT 系统的负载电压。表 3 对不同传输距离对应的双频段和单频段 MRC-WPT 系统的电能传输效率进行了比较。由表 3 结果可知, 双频段 MRC-WPT 系统在增加了双频补偿电路及在接收端增加了信号提取电路后, 对电能传输影响不大, 这与表 1 中的计算结果一致。但由于等效负载和集中元件参数在测量时与计算值存在偏差, 导致实际传输效率与计算值存在误差。

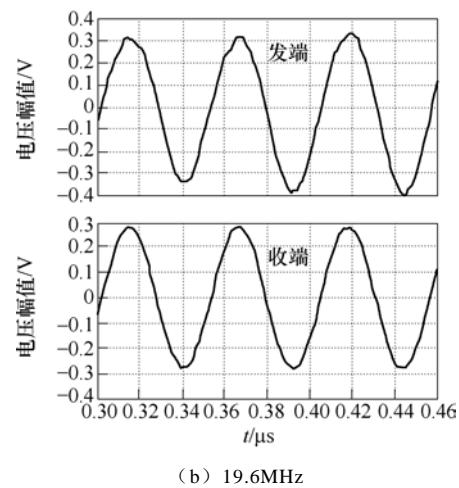
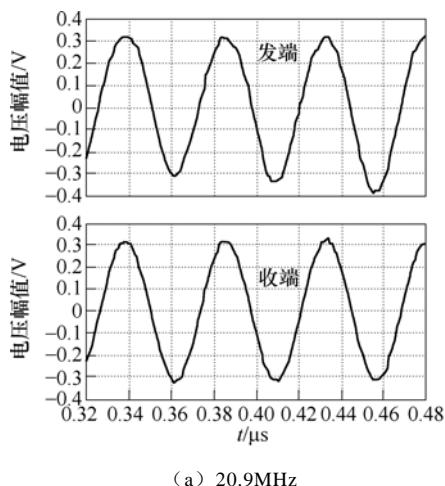


图 13 收发线圈相距 15cm 时测得的功率负载电压

Fig.13 Measured voltage of R_{Lp} as the distance of transmission and receiver coils is 15cm

表 3 实验测量所得双频和单频段 MRC-WPT 系统效率

Tab.3 Measured efficiency of the dual-band and single-band MRC-WPT system

收发线圈 距离/cm	系统效率(%)	
	双频段 MRC-WPT(峰值)	单频段 MRC-WPT(峰值)
10	18.9MHz: 51.24	17.1MHz: 47.5
	21.5MHz: 34.75	19.6MHz: 88.8
15	19.6MHz: 55.1	17.7MHz: 53.1
	20.9MHz: 74.5	19MHz: 80.6
20	20.1MHz: 78.2	18.5MHz: 74.3

4 结论

本文针对 MRC-WPT 系统中电能与信号同步传输的需求, 设计了一种双频段工作的 MRC-WPT 系统。根据单频段 MRC-WPT 线圈的阻抗特性, 设计了双频补偿电路, 通过在单频线圈中接入补偿电路实现双频 MRC-WPT 线圈。并在双频段 MRC-WPT 系统接收端采用陷波电路实现信号的接收。应用 PEEC 方法计算双频段 MRC-WPT 系统的线圈阻抗、正向传输参数和传输效率, 验证了理论分析的正确性。最后, 搭建双频段 MRC-WPT 系统实验平台, 验证了所提方法的有效性和可行性。

此外, 论文中双频段 MRC-WPT 系统的信号传输与接收方法同样适用于由接收端向发射端的信号传输。下一步的研究工作为双频段 MRC-WPT 系统的阻抗匹配, 将一定范围内的负载阻值最优化, 实现最大的输出功率和传输效率。

参考文献

- [1] Kurs A, Karalis A, Moffat R, et al. Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances[J]. *Science*, 2007, 317(6): 83-86.
- [2] 赵俊峰, 黄学良. 小功率无线电能传输系统应用研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 470-474.
Zhao Junfeng, Huang Xueliang. Application research of low-power wireless power transmission system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(14): 470-474.
- [3] 谭林林, 黄学良, 赵俊峰, 等. 一种无线电能传输系统的盘式谐振器优化设计[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 1-6, 33.
Tan Linlin, Huang Xueliang, Zhao Junfeng, et al. Optimization design for disc resonators of a wireless power transmission system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2013, 28(8): 1-6, 33.
- [4] Zhang X, Ho S L, Fu W N. Analysis and optimization of magnetically coupled resonators for wireless power transfer[J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, 48(11): 4511-4514.
- [5] Le W S, Son W I, Oh K S, et al. Contactless energy transfer systems using antiparallel resonant loop[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, 60(1): 350-359.
- [6] Li R, Li L. Partial element equivalent circuit modeling and design for wireless power transfer system via magnetic resonant coupling[J]. *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 2016, 50(4): 605-615.
- [7] 李阳, 张雅希, 杨庆新, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统最大功率效率点分析与实验验证[J]. 电工技术学报, 2016, 31(2): 18-24.
Li Yang, Zhang Yaxi, Yang Qingxin, et al. Analysis and experimental validation on maximum power and efficiency in wireless power transfer system via coupled magnetic resonances[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 31(2): 18-24.
- [8] 李阳, 杨庆新, 闫卓, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输系统的频率特性[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(7): 7-11.
Li Yang, Yang Qingxin, Yan Zhuo, et al. Characteristic of frequency in wireless power transfer system via magnetic resonance coupling[J]. *Electric Machines and Control*, 2012, 16(7): 7-11.
- [9] 李阳, 杨庆新, 闫卓, 等. 磁耦合谐振式无线电能传输方向性分析与验证[J]. 电工技术学报, 2014, 29(2): 197-201.
Li Yang, Yang Qingxin, Yan Zhuo, et al. Analysis and validation on characteristic of orientation in wireless power transfer system via coupled magnetic resonances[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(2): 197-201.
- [10] 赵军, 徐桂芝, 张超, 等. 一种适用于磁耦合谐振无线能量传输系统的新型小尺寸谐振器的仿真与实验[J]. 电工技术学报, 2014, 29(1): 208-214.
Zhao Jun, Xu Guizhi, Zhang Chao, et al. Simulation and experiment research of a new small size resonator used in magnetic coupling resonance wireless energy transmission system[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2014, 29(1): 208-214.
- [11] Sample A P, Meyer D A, Smith J R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(2): 544-554.
- [12] Wang Guoxing, Wang Peijun, Tang Yina, et al. Analysis of dual band power and data telemetry for biomedical implants[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and System*, 2012, 6(3): 208-215.
- [13] Jow U, Ghovanloo M. Optimization of data coils in multiband wireless link for neuroprosthetic implantable[J]. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and System*, 2010, 4(5): 301-310.
- [14] Ghernim A, Daoud D, Ghorbel M, et al. A dual band wireless power and DPSK data telemetry for biomedical implants[C]//IEEE International Conference on Microelectronics, 2011: 1-5.
- [15] Jung L H, Byrnes-Preston P, Lehmann T, et al. A dual band wireless power and FSK data telemetry for biomedical implants[C]//29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2007, DOI: 10.1109/IEMBS.2007.4353871.
- [16] Kung M L, Lin K H. Enhanced analysis and design method of dual-band coil module for near-field

- wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2015, 63(3): 821-832.
- [17] 郭尧, 魏国, 郝潇潇, 等. 双谐振耦合能量信息同步传输技术研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(19): 18-25.
Guo Yao, Wei Guo, Hao Xiaoxiao, et al. Study on wireless power and information synchronous transfer based on dual resonant coupling circuits[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(9): 18-25.

18-25.

作者简介

李 琳 男, 1962 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线电能传输、电力系统电磁兼容等。

E-mail: lilin@ncepu.edu.cn

李 然 女, 1980 年生, 讲师, 博士研究生, 研究方向为无线电能传输技术。

E-mail: lir@ncepu.edu.cn (通信作者)

(编辑 张玉荣)