

# 磁耦合谐振式无线电能传输系统分析与设计

谢文燕, 黄天祥

福州大学电气工程与自动化学院, 福建 福州 350116

**摘要:**通过对谐振式无线电能传输系统原理结构的分析, 提出了一种采用改进型谐振网络的基于 UCC3895 控制芯片的移相全桥无线电能传输系统的设计方案, 设计并制作了实验平台, 实验结果表明, 在一定的距离范围内该系统具有良好的电能传输效果。

**关键词:**无线电能传输, 谐振, 移相全桥

## Analysis and design of wireless power transmission system via magnetic resonance coupling

Xie Wen-yan Huang Tianxiang

College of Electrical Engineering and Automation, Fuzhou University, Fuzhou 350116, China

**Abstract:** This paper designs a wireless power transmission experimental platform of phase-shifted full-bridge resonant converter based on UCC3895 control chip through resonance wireless power transmission system structure and principle analyzing. Experiment data indicates that this system has a good performance for transmitting energy within a certain distance.

**Key Words:** wireless power transmission, resonance, PSFB

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517(2016)07-6-121

传统接触式电能传输技术因需要导线以及频繁的插拔限制了设备移动的灵活性、安全性和使用便捷性, 同时也影响了设备环境的美观性和整洁性。无线电能传输技术因其便捷性和在多种特殊环境中的必需性(如人体植入式设备、化工、矿井、油田钻采、高电压环境、水下探测等的电能传输), 近些年得到学术界和企业界的广泛关注<sup>[1-7]</sup>。磁耦合谐振式无线电能传输的无线能量传输距离可为几倍于接收设备尺寸, 在该尺度下能量传输有效距离扩展到几米至十米级。它与传统电磁感应方式的电能传输技术相比, 具有传输距离远、传输效率高和受中间障碍物的影响相对较小等优点, 成为一种应用范围更广泛的新型技术, 打破了传统无线电能传输技术中传输距离与传输效率不可兼得的矛盾<sup>[8-9]</sup>。

### 1 系统原理分析

磁耦合谐振式无线电能传输系统的一般能量传输框图

如图 1 所示, 包括: 整流滤波功率因数校正电路、高频逆变电路、发射阻抗匹配网络、发射侧磁谐振环节、磁耦合系统、接收侧磁谐振环节、接收阻抗匹配网络、高频整流电路及功率电压调节电路。

从图 1 可以看出, 系统的工作原理是: 工频交流电经过整流滤波电路转换成直流电后经过功率因数校正电路和高频逆变环节为初级发射线圈供给高频交流电, 次级接收线圈与初级发射线圈中高频交变电流产生的磁链相交链, 产生感应电动势, 该感应电动势经过高频整流滤波和功率

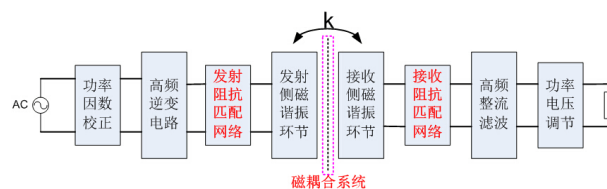


图 1 能量传输框图

调节后给各类用电设备供电。

## 2 系统总体设计

为简化设计,省略图 1 中的功率因数校正和功率电压调节,设计出的主电路结构如图 2 所示(全桥逆变电路和改进型谐振网络)。

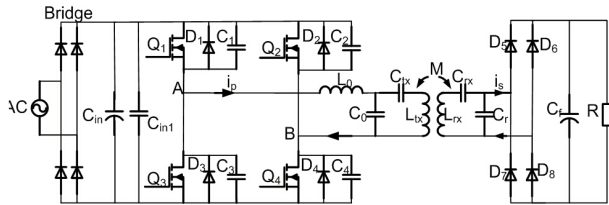


图 2 电路结构图

所谓的改进型谐振网络是在传统的串联/串联谐振网络拓扑上加入了两个阻抗匹配网络。初级回路中加入  $L_0$ 、 $C_0$  组成的阻抗匹配网络的目的是使流过前级高频逆变电路功率开关器件和初级发射线圈上的电流能够有效的降低。前级高频逆变电路输出的高频方波电压经过这样一个低通滤波阻抗匹配网络后,初级回路的  $L_{tx}$  和  $C_{tx}$  串联谐振网络相当于获得一个正弦交流电源,不仅使谐振网络产生的大电流不直接流过开关管,还降低了电源发射侧对周围环境的电磁干扰。次级加入阻抗匹配网络  $C_r$ , 可以适当的调整等效负载电阻向左看进去的阻抗和副边的谐振频率,使得谐振网络能够在比较宽的频率范围内保持较高的输出电压<sup>[10-11]</sup>。

### 2.1 谐振网络参数设计

磁耦合谐振式无线电能传输是一个多参数(初级发射线圈自感  $L_{tx}$ , 次级接收线圈自感  $L_{rx}$ , 调谐电容  $C_{tx}$ 、 $C_{rx}$ , 发射线圈和接收线圈的内阻  $R_{tx}$ 、 $R_{rx}$ , 系统的等效负载电阻  $R$ , 发射线圈和接收线圈之间的互感  $M$ , 阻抗匹配网络中的  $L_0$ 、 $C_0$ 、 $C_r$  以及系统的工作频率  $f_s$  相互影响的磁电一体化系统,而且各个参数之间存在着强力的粘性,有些参数的选取还是相互矛盾的,因此为了保证系统能够取得最优的能效特性,需要综合考虑各个参数的选取对系统性能的影响,并对系统参数进行优化选取,从而实现高功率、高效率的能量输出<sup>[12]</sup>。

对于一个给定应用场合的无线电能传输系统,一旦磁耦合结构确定了,  $L_{tx}$ 、 $L_{rx}$ 、 $R_{tx}$ 、 $R_{rx}$ 、互感  $M$  和  $R$  可以用阻抗分析仪(实验室测量采用 WK6500B)进行测量得到。剩下需要设计的参数有  $f_s$ 、 $L_0$ 、 $C_0$ 、 $C_{tx}$ 、 $C_{rx}$ 、 $C_r$ 。

#### (1) 工作频率的确定

在设计一个系统时,我们一般会先估计一个系统的工作频率范围,为了减小整个装置的体积和重量,提高系统的能量密度和传输效率,系统一般工作在比较高的频率之下(这个频率记作  $f_s$ )。本设计时使系统的工作频率在 50kHz~100kHz 之间。

#### (2) 次级谐振电容的选择

工作频率确定后,为减小次级接收侧消耗的无功功率,一般使系统的工作频率等于  $L_{rx}$  和  $C_{rx}$  的谐振频率,即

$$2\pi f_s = \frac{1}{\sqrt{L_{rx} C_{rx}}} \quad (1)$$

从式 (1) 可以得到式 (2)。

$$C_{rx} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_{rx}^2} \quad (2)$$

#### (3) 初级谐振电容的选择

使初级与次级的谐振频率相等,则初级谐振电容的值可按式 (3) 求解得到。

$$C_{tx} = \frac{1}{4\pi^2 f_s^2 L_{tx}^2} \quad (3)$$

#### (4) 阻抗匹配网络参数的设计

首先,  $C_r$  的选择必须满足不能很大程度地影响  $L_{rx}$  和  $C_{rx}$  之间的谐振频率。

其次,  $L_0$  和  $C_0$  的取值除了必须满足它们固有的谐振频率远离系统的工作频率外,还必须满足高频逆变环节输出的电压不能很大程度的降落在  $L_0$  上,因此必须满足式 (4)。

$$2\pi f_s L_0 \ll \frac{1}{2\pi f_s C_0} // Z_1(f_s) \quad (4)$$

### 2.2 控制电路设计

在无线电能传输系统中,为了减小开关损耗,提高电能传输效率,一般使开关管工作于软开关的状态。而为了实现软开关,逆变器所接的阻抗需要呈感性。电源变换电路常常采用移相全桥电路来实现电路的软开关。基于产生合适的控制信号,应用芯片少以及外围电路设计简单等考虑,本设计的移相控制芯片选用 TI 生产的 UCC3895 芯片,所设计的控制电路图如图 3 所示<sup>[13]</sup>。传统移相全桥 PWM-ZVS 变换器是采用闭环控制,通过将输出电压的采样值和功率开关管的电流的采样值分别反馈到控制芯片的 20 脚 EAP 和 3 脚 RAMP,自动实现移相调节,而本设计的无线电能传输系统没有反馈信号,为了实现相移,设计时将 7 脚 CT 上的电压直接加到 3 脚 RAMP 上来代替开关管的电流反馈信号,并

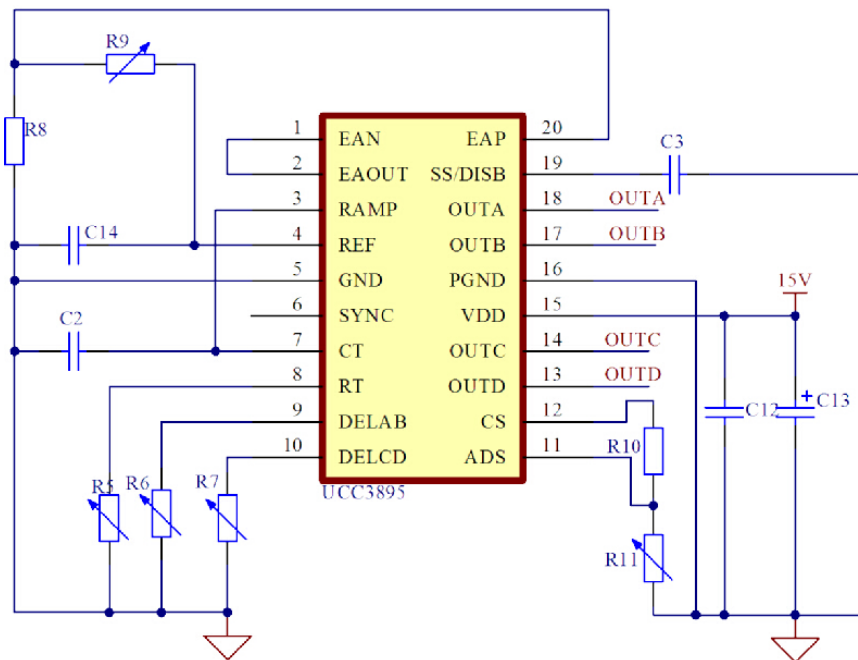


图3 基于 UCC3895 的移相控制电路图

将4脚输出的基准电压经电阻分压后引入到20脚EAP上来代替实际输出电压的采样值。在实际电路采用一个固定电阻和一个电位器,通过调节电位器,改变输入到20脚EAP上的电压值,人为地使输出信号实现0~100%的移相控制。

驱动电路设计合理与否对功率开关器件的安全工作及整个系统的稳定运行至关重要。高频全桥逆变电路的驱动电路采用美国IR公司生产的专用驱动芯片IR2110<sup>[14]</sup>。驱动电路设计合理与否对功率开关器件的安全工作及整个系统的稳定运行至关重要。高频全桥逆变电路的驱动电路采用美国IR公司生产的专用驱动芯片IR2110。本设计采用IR2110的驱动电路如图4所示。

为了避免主电路对前侧控制信号造成干扰,控制信

号必须经过隔离后才能输往主电路,本设计采用高速光耦HCPL2630进行隔离,它的最高工作频率可达10MHz。从UCC3895输出的四路PWM信号OUTA、OUTB和OUTC、OUTC分别输入到两片HCPL2630的输入侧,所设计的光耦隔离电路如图5所示。

### 3 实验与结果分析

#### 3.1 实验平台建立

根据设计思想,搭建主电路如图2所示的实验系统平台如图6所示,对谐振式磁耦合无线电能传输系统的横向偏移特性、提离特性、负载特性进行研究。

实验中移相全桥逆变电路主功率开关管选用IRF460,

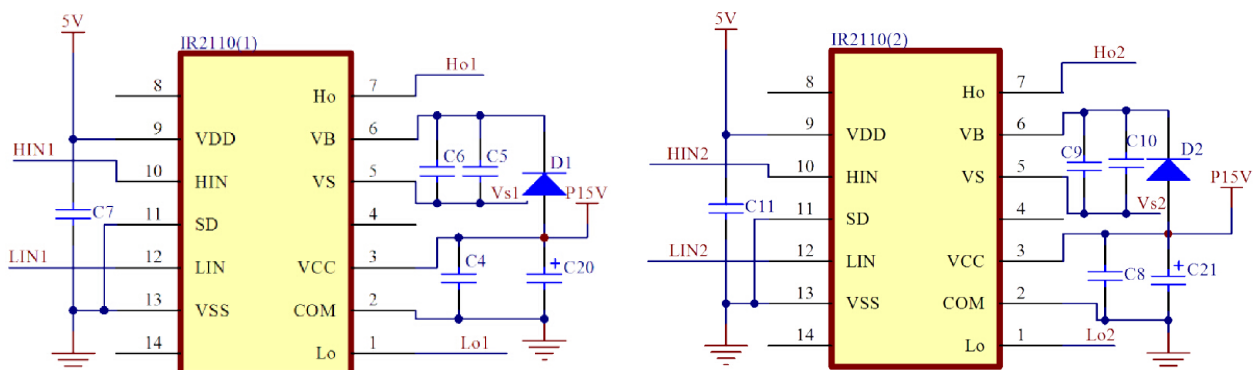


图4 MOSFET 驱动电路

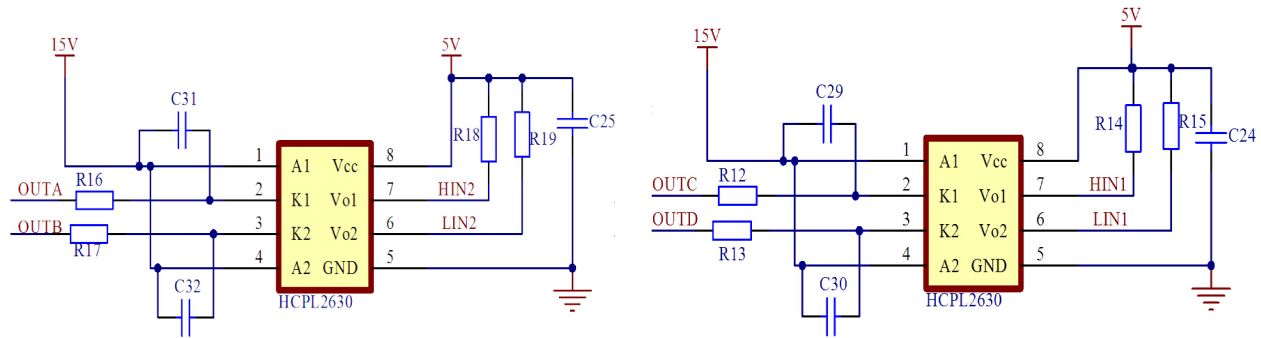


图 5 光耦隔离电路

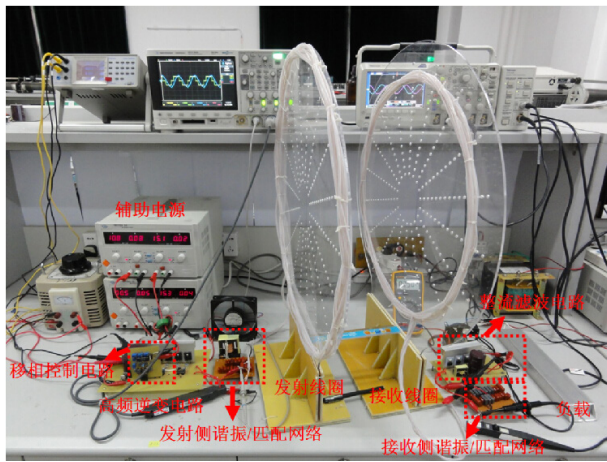


图 6 实验装置图

该器件耐压 500V，耐流 21A，通态电阻 0.27 $\Omega$ 。二次侧高频整流二极管采用 CREE 的碳化硅肖特基管 C3D06060 (650V/6A@150 $^{\circ}$ C)。谐振网络各参数如表 1 所示。

表 1 谐振网络参数

参数	取值	参数	取值
$L_{tx}$ ( $\mu$ H)	52.6	$L_0$ ( $\mu$ H)	200
$C_{tx}$ (nF)	147	$C_0$ (nF)	200
$L_{rx}$ ( $\mu$ H)	42	$C_r$ (nF)	203
$C_{rx}$ (nF)	200		

### 3.2 实验结果分析

#### (1) 实验波形与分析

图 7 为 UCC3895 输出的移相控制信号经过 HCPL2630 光耦隔离和 IR2110 后加到功率开关管上的驱动信号。从图中可以看出同一桥臂的两驱动信号之间 ( $u_{g1}$ 、 $u_{g3}$  和  $u_{g2}$ 、 $u_{g4}$ ) 有一定的死区时间，避免了直通现象的发生。

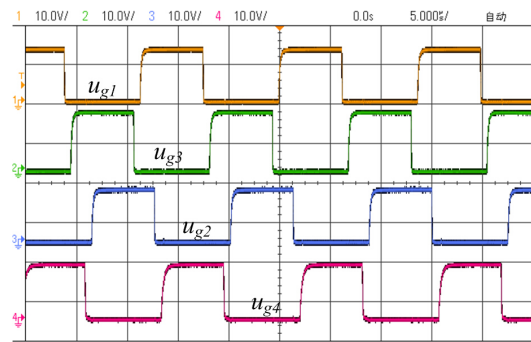


图 7 MOSFET 驱动波形

图 8 为当系统输入电压为 220VAC，逆变桥的移相角为 54 $^{\circ}$ ，工作频率为 73kHz，提高高度为 20cm，横向偏移距离为 0，负载电阻为 100 $\Omega$  时，高频逆变桥输出电压波形和阻抗匹配电感上的电流波形。从图中可以看出，电流波形滞后于电压波形，即逆变桥所接阻抗呈感性，为软开关实现创造了条件。

图 9 为当系统输入电压为 220VAC，逆变桥的移相角为 54 $^{\circ}$ ，工作频率为 73kHz，提高高度为 20cm，横向偏

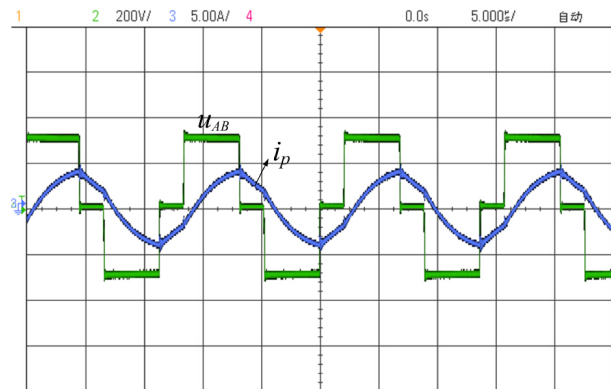


图 8 移相桥输出电压和电流波形



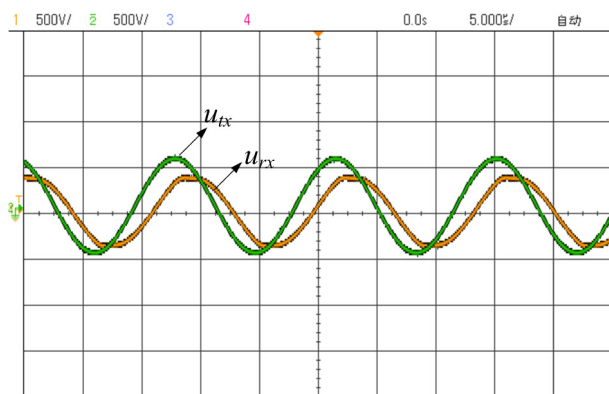


图9 发射线圈和接收线圈上的电压波形

移距离为 0，负载电阻为 100  $\Omega$  时，发射线圈和接收线圈上的电压波形。

### (2) 横向偏移特性

图 10 给出了当系统输入电压为 220VAC，逆变桥的移相角为  $54^\circ$ ，工作频率为 73kHz，提高高度为 20cm，负载电阻为 100  $\Omega$  时，输出功率和传输效率随横向偏移距离的变化曲线图，从中可看出随着横向偏移距离的增加，系统的输出功率不断下降，效率下降不明显。当横向偏移距离在一定的区域内 ( $0 < x < 8\text{cm}$ ) 时，系统的输出功率变化不大，传输效率有所下降。当横向偏移距离大于 14cm 时，系统的传输效率低于 75%，此时输出的功率也比较小。

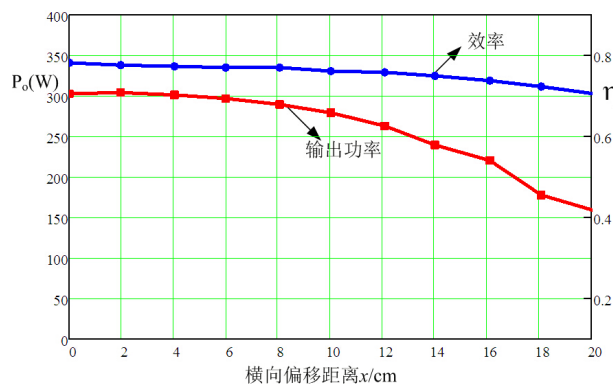


图 10 输出功率和传输效率随横向偏移距离变化的曲线

### (3) 提高特性

图 11 给出了当输入电压为 220VAC，逆变桥的移相角为  $54^\circ$ ，工作频率为 73kHz，横向偏移距离为 0，负载电阻为 100  $\Omega$  时，输出功率和传输效率随提高高度的变化曲线，从图中可以看出，当系统的工作频率不变的情况下，随着提高高度的继续增加，输出功率和传输效率变化

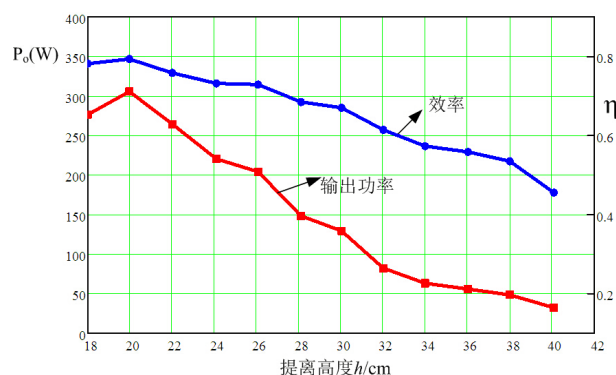


图 11 输出功率和传输效率随提高高度的变化的曲线

趋势都是相同的，都是先增加后减小，当提高高度为 20cm 时，系统的传输功率和传输效率都最高（输出 300W，效率 79%），这是因为系统参数在设计时，是以 20cm 的提高高度设计的。当提高高度处于  $18\text{cm} < d < 27\text{cm}$  时，系统的传输效率有一个较高的传输效率 ( $>70\%$ ) 并且能够输出比较大的功率。

### (4) 负载特性

图 12 给出了当系统输入电压 220VAC，逆变桥的移相角为  $54^\circ$ ，工作频率为 73kHz，提高高度为 20cm，横向偏移距离为 0 时，输出功率和传输效率随负载电阻的变化曲线。从中可以看出随着负载的变化，传输功率先增大后减小，而传输效率整体变化不大，且系统能在比较宽的负载范围能保持高效率 ( $>70\%$ ) 的功率输出。

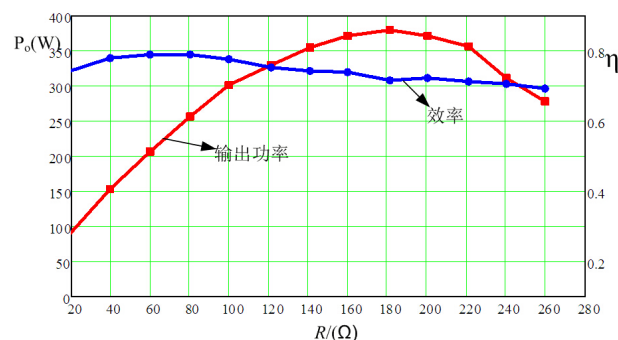


图 12 输出功率和传输效率随负载电阻的变化的曲线

## 4 结论

分析了磁耦合谐振式无线电能传输系统的工作原理，对系统主电路的关键器件参数和控制电路进行了设计，制作了实验平台，对系统的横向偏移特性、提高高度特性以及负载特性进行了实验研究。实验验证了相关理论分析的

正确性并且能在提高高度为 20cm，传输功率为 300W 情况下，初步实现 79% 的传输效率，结果表明该系统在一定的距离范围内具有良好的电能传输效果。

#### 参考文献

- [1] Green A W, Boys J G. 10kHz Inductively Coupled Power Transfer Concept and Control [A]. IEE PEVD Conference 1994, London[C]. 1994:399, 694-699.
- [2] 野泽哲生, 蓬田宏树. 伟大的电能无线传输技术 [J]. 电子设计应用. 2007(6). 42-54.
- [3] 姚纓英, 林宁. 模块化开放式电路综合实验 (4): 非接触电能传输系统 [J]. 2011, 28(7):10-13.
- [4] Boys J T, Kazmierkowski M P, Lomonova E A, et al. Introduction to the Special Section on Contactless Energy Transfer Systems[J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on. 2013, 60(1): 239-241
- [5] Aristeidis Karalis, J. D. Joannopoulos, Marin Soljacic. Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer [J]. 2008. 323(1): 34-38.
- [6] 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 [J], 2009, 29(18): 21-26.
- [7] 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.
- [8] 武瑛, 严陆光, 黄常纲, 等. 新型无接触电能传输系统的性能分析 [J]. 电工电能新技术, 2003, 22(4) :10-13.
- [9] 谢文燕, 陈为. 无线电能传输的磁元件 [C]. 中国电子变压器、电感器第五届联合学术年会论文集. 2012. 96-100.
- [10] 陈红新, 刘建, 蒋世全, 等. 串-串补偿松耦合全桥谐振变换器 [J]. 电力电子技术, 2009, 43(10): 73-76.
- [11] 王智慧, 孙跃, 戴欣等. CLC 型非接触电能传输系统输出控制 [J]. 西南交通大学学报. 2012. 2. 47(1):26-31.
- [12] 夏晨阳. 感应耦合电能传输系统能效特性的分析与优化研究 [D]. 重庆大学自动化学院. 2010
- [13] Texas Instruments. UCC3895 BiCMOS Advanced Phase Shift PWM Controller Datasheet [DB/OL]. <http://www.ti.com.cn/cn/lit/ds/symlink/ucc2895.pdf>. 2008.
- [14] 楚斌. IR2110 功率驱动集成芯片应用. 电子工程师. 2004, 10.

#### 作者简介

谢文燕 (1987- ), 女, 助理实验师, 硕士, 主要研究方向电力电子高频磁技术。