doi:10.3969/j.issn.1672-1292.2019.03.011

基于磁谐振式无线电能传输系统的 E 类功率放大器研究

杨靖宇[1,2],王　维[1,2],王明睿[1,2]

(1.南京师范大学电气与自动化工程学院,江苏 南京 210023)
(2.南京师范大学江苏省气电互联综合能源工程实验室,江苏 南京 210023)

[**摘要**]　针对磁耦合谐振式无线电能传输系统的高频功率放大器设计需求及 E 类功率放大器软开关特性受负载影响较大的问题,设计了基于谐振变换单元的高频 E 类功率放大器,并以此为电源设计了能够满足锂电池负载恒流恒压充电特性的恒流恒压无线充电系统. 仿真及实验结果表明所设计系统能够实现恒流恒压充电功能,且保证了 E 类功率放大器软开关特性不受影响.

[**关键词**]　磁谐振式无线电能传输,E 类功率放大器,恒流恒压充电,ZVS 软开关特性
[**中图分类号**]TM724　[**文献标志码**]A　[**文章编号**]1672-1292(2019)03-0072-08

Research on Class E Power Amplifier for Magnetic Coupling Resonant Wireless Power Transfer System

Yang Jingyu[1,2],Wang Wei[1,2],Wang Mingrui[1,2]

(1.School of Electrical and Automation Engineering,Nanjing Normal University,Nanjing 210023,China)
(2.Jiangsu Engineering Laboratory of Gas-Electricity Integrated Energy,Nanjing Normal University,Nanjing 210023,China)

Abstract:Based on the design requirements of high frequency power amplifier for magnetic coupling resonant wireless power transfer system,the issue should be taken seriously that the soft-switching of class E power amplifier affected by the load. Having considered it,this paper proposes a magnetic coupling resonant wireless power system combined with the Class E power amplifier,which can achieve the constant current and the constant voltage charging of lithium batteries. The simulation and experimental results show that the parameters of the proposed system are designed well,which can ensure soft-switching of the class E power amplifier with the load independent.

Key words:MCR-WPT,Class E PA,CC/CV mode,ZVS

近年来,磁耦合谐振式无线电能传输(magnatic coupling resonant wireless power transfer,MCR-WPT)技术发展迅速,设计满足 MCR-WPT 系统充电需求的功率放大器是目前的研究热点[1]. MCR-WPT 系统所需的功率放大器可采用全桥电路、半桥电路及 E 类功率放大器等功率源,出于优化传输距离的目的,几百 kHz 至几 MHz 的功率源具有广阔的发展前景[2]. E 类功率放大器具有软开关特性,理论效率可达 100%,且电路结构简单,具有体积小、易于集成的特点;另一方面,其输出频率可达 MHz 级别,能够有效提高无线电能传输系统的能量传输距离[3-6]. 因此 E 类功率放大器受到 MCR-WPT 领域越来越多的关注.

2014 年 3 月,浙江大学李玉玲教授团队开发出一种效率高达 90%的 E 类功率放大器,输出功率为 20 W,输出频率范围为 7.5 MHz~9.5 MHz[7]. 日本 Chiba 大学的 Hiroo Sekia 等利用 E 类功率放大器设计了试验电路并进行了一系列实验研究,结果表明:通过提高系统的工作频率,可显著提高系统的传输效率和能量传输距离[8]. 上海交通大学的科研人员通过对比 E 类功率放大器和全桥逆变电路,从理论分析和实验结果两方面证明了 E 类功率放大器具有高传输效率以及良好的谐波消除能力[9]. 中国科学院李均锋博士通过实验验证

收稿日期:2019-05-21.
基金项目:国家自然科学基金青年基金(51807095)、江苏省研究生科研创新计划(KYCX18_1230).
通讯联系人:王维,博士,讲师,研究方向:智能电网、无线电能传输技术、电动汽车充电技术. E-mail:61207@njnu.edu.cn

了大功率 E 类功率放大器设计方法,其设计的无线电能传输系统的输出功率可达 3 kW[10].

采用 E 类功率放大器的 MCR-WPT 系统拓扑如图 1 所示,在实际应用中,必须考虑到系统参数配置对 E 类功率放大器输出性能的影响. 因为 E 类功率放大器对参数配置要求较高,当负载参数发生偏移时其软开关工作特性会受到影响,进而影响其输出效率[11]. 而 MCR-WPT 系统中一直存在着负载参数偏移问题,在锂电池的恒流恒压充电过程中该偏移问题更加明显. 本文在分析 E 类功率放大器最优参数配置方法的基础上,迎合锂电池负载的恒流恒压充电特性,设计了恒流恒压无线充电系统. 在充分分析该恒流恒压系统拓扑切换过程中 E 类功率放大器的负载变化情况后,通过参数配置解决了负载变化对 E 类功率放大器软开关特性的影响,保证了 E 类功率放大器在磁耦合谐振式无线电能传输系统中的高输出效率.

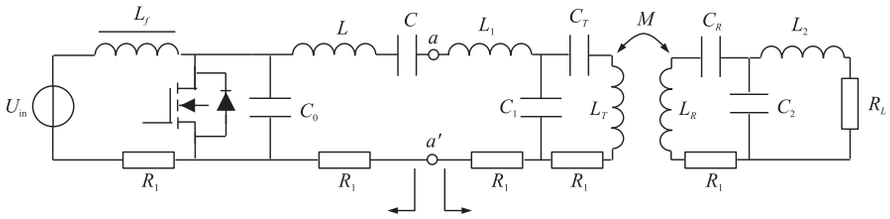

图 1　采用 E 类功率放大器的 MCR-WPT 系统等效拓扑图

Fig. 1　Equivalent topology of MCR-WPT system using class E power amplifier

1　E 类功率放大器最优参数配置方法

E 类功率放大器等效电路如图 2 所示. E 类功率放大器又称 E 类零电压导通(zero-voltage-switching,ZVS)逆变器,其采用 MOSFET 充当开关. 由图 2 可知,整个电路结构由 LCR_i 串联谐振电路、开关管并联电容以及扼流线圈电感组成. E 类功率放大器中,MOSFET 的开关频率受触发信号控制. 图中并联电容 C_0 包含了晶体管的输出电容、扼流线圈的寄生电容和杂散电容. 假定扼流线圈 L_f 电感足够大,则可忽略直流电源电流上的交流纹波,即流经线圈 L_f 的仅为直流电流[12]. MOSFET 管导通时,并联电容 C_0 被短路,谐振电路由 L、C 和 R_i 组成;当 MOSFET 管断开时,谐振电路由 C_0、L、C 及 R_i 构成.

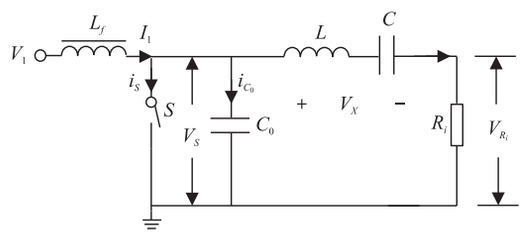

图 2　E 类功率放大器等效电路图

Fig. 2　Equivalent circuit diagram of class E

为了实现 E 类功率放大器的 ZVS 软开关条件,需要使开关管并联电容在开关管断开的过程内完成完整的充放电,即开关导通前开关管电压需降为 0,实现零电压导通. 理想情况下,在占空比为 50%的条件下,E 类功率放大器取得 ZVS 软开关条件时各元件参数需满足:

$$L_f \geqslant 2\left(\frac{\pi^2}{4}+1\right)\frac{R_i}{f}=\frac{7R_i}{f},R_i=\frac{8V_1^2}{(\pi^2+4)P_{R_i}},L=\frac{Q_L R_i}{\omega}=\frac{8V_1^2 Q_L}{\omega(\pi^2+4)P_{R_i}}, \tag{1}$$

$$C_0=\frac{8}{\omega\pi(\pi^2+4)R_i},C=\frac{(\pi^2-4)P_{Ri}}{\omega[16Q_L-\pi(\pi^2-4)]V_1^2}, \tag{2}$$

式中,$Q_L=\omega L/R_i$,是串联谐振电路的品质因数. 可以发现,各元件最优参数配置均与 E 类功率放大器的等效负载阻值 R_i 相关,因此 E 类功率放大器的最优参数配置受负载影响较大.

2　恒流恒压无线充电系统设计

2.1　恒流恒压无线充电系统拓扑结构设计

由于 E 类功率放大器的最优参数配置受负载影响较大,因此在设计 E 类功率放大器驱动的 MCR-WPT 系统时需要充分考虑充电过程中的负载变化特性. MCR-WPT 系统最常见的负载是锂电池. 锂电池充电特性如图 3 所示,当负载欠电压时需以恒定的电流 $I_{B,n}$ 对负载进行恒流充电,当电池电压达到 $U_{B,n}$ 时,需

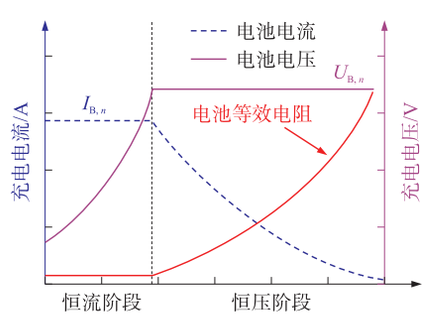

图 3　锂电池恒流恒压充电特性

Fig. 3　CC/CV charging characteristic of lithium battery

要以恒定的电压 $U_{B,n}$ 对电池充电,直到电池电流降为 $0.1I_{B,n}$,充电过程结束[13]. 为了满足锂电池的恒流恒压充电需求,本文设计了如图 4 所示的 E 类功率放大器恒流恒压无线充电系统. 当开关 S_1、S_3、S_4 导通,S_2 断开时,系统为 LCC-LCC 拓扑;当开关 S_2、S_4 闭合,S_1、S_3 断开时,系统为 LCC-S 拓扑. 理想情况下的 LCC-LCC 拓扑及 LCC-S 拓扑如图 4(a)及图 4(b)所示,其中 R_L 为整流电路等效输入电阻,U_{in} 为 E 类功率放大器输出电压,即端口 aa' 的输入电压. LCC 拓扑的一般补偿原则为:发射线圈 L_T 经串联电容 C_T 补偿后与并联电容 C_1 谐振,串联电感 L_1 与 C_1 保持谐振. S 拓扑的补偿原则为:串联电容电感需达到谐振[14-15].

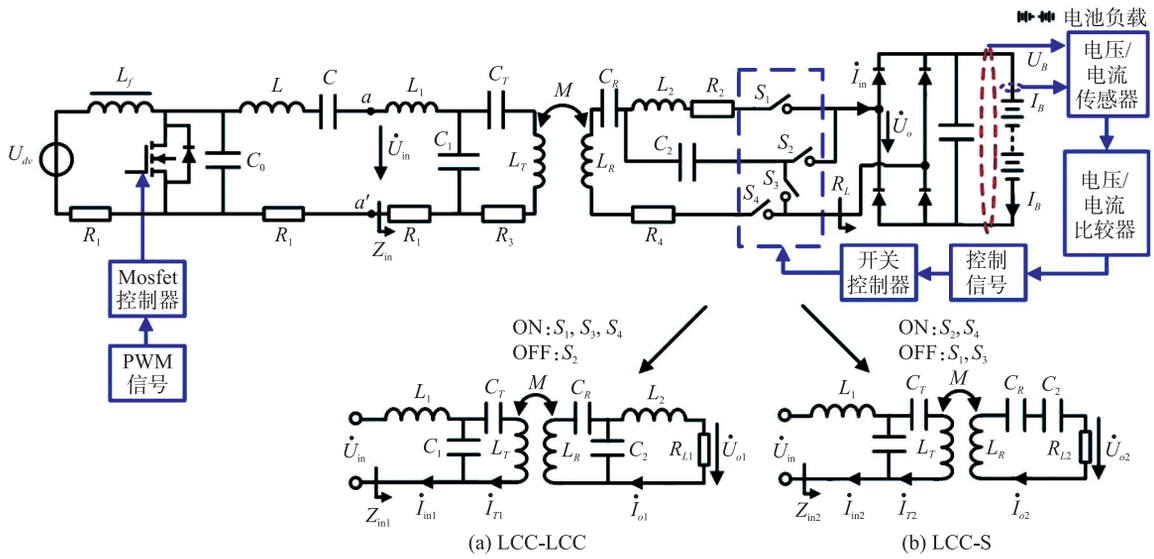

图 4　恒流/恒压无线充电系统

Fig. 4　CC/CV wireless power transfer system

根据上述补偿原则,当系统频率为 $f_0=2\pi/\omega_0$ 时,各电容需满足:

$$\begin{cases} C_1=\dfrac{1}{\omega_0^2L_1},C_2=\dfrac{1}{\omega_0^2L_2}, \\ C_T=\dfrac{1}{\omega_0^2(L_T-L_1)},C_R=\dfrac{1}{\omega_0^2(L_R-L_2)}, \end{cases} \tag{3}$$

则 LCC-LCC 拓扑的输入阻抗 Z_{in1} 与 LCC-S 拓扑的输入阻抗 Z_{in2} 分别为:

$$Z_{in1}=\frac{L_1L_2}{\omega^2M^2C_1C_2R_L},Z_{in2}=\frac{L_1R_L}{\omega_0^2M^2C_1}. \tag{4}$$

可得 LCC-LCC 拓扑的输出电流以及 LCC-S 拓扑的输出电压表达式分别为:

$$\dot{I}_{o1}=\frac{M\dot{U}_{in}}{j\omega_0}\frac{1}{L_1L_2},\dot{U}_{o2}=\frac{M\dot{U}_{in}}{L_1}. \tag{5}$$

根据上述公式分析可知,LCC-LCC 拓扑输出电流大小与负载阻值大小无关,LCC-S 拓扑输出电压大小与负载阻值大小无关. 因此,通过 LCC-LCC 恒流拓扑与 LCC-S 恒压拓扑的切换,可以对负载进行恒流恒压充电. 如图 4 所示,当系统切换至 LCC-LCC 恒流输出模式时,整流桥相当于由电流源驱动[16],aa' 端口输入阻抗与锂电池的阻值 R_{bat} 间的关系为:

$$Z_{in1}=\frac{\pi^2}{8}\frac{L_1L_2}{\omega_0^2M^2C_1C_2R_{bat1}}. \tag{6}$$

当系统切换至 LCC-S 恒压输出模式时 aa' 端口输入阻抗与锂电池的阻值 R_{bat} 间的关系为:

$$Z_{in2}=\frac{L_1R_{L2}}{\omega_0^2M^2C_1}=\frac{L_1}{\omega_0^2M^2C_1}\frac{\pi^2}{8}R_{bat2}. \tag{7}$$

基于图 4 所示系统,LCC-LCC、LCC-S 拓扑的输入阻抗即为 E 类功率放大器的负载. 输入阻抗表达式表明,若不进行针对性配置,恒流恒压拓扑切换前后 E 类功率放大器的负载是不同的.

2.2 恒流恒压无线充电系统拓扑内各元件参数配置方法

根据上文分析,E 类功率放大器取得软开关条件所需的各元件的最优参数配置值均与其负载阻值相关,负载阻值变化会对 E 类功率放大器软开关特性造成影响. 假设锂电池所需恒流充电电流为 $I_{B,n}$,所需的恒压充电电压为 $U_{B,n}$. 为了保证恒流恒压拓扑切换前后 E 类功率放大器的软开关条件,需要使 E 类功率放大器负载阻值在切换前后保持不变,即:

$$Z_{in1}=Z_{in2}, \tag{8}$$

可以解得 L_2 需满足:

$$L_2=\frac{U_{B,n}}{I_{B,n}\omega_0}. \tag{9}$$

根据恒流充电所需电流 $I_{B,n}$,可得电感 L_1 的值为:

$$L_1=\frac{2\sqrt{2}MU_{in}}{\pi U_{B,n}}. \tag{10}$$

将 L_1、L_2 的表达式带入式(6)及式(7)可将 Z_{in1},Z_{in2}化简为:

$$Z_{in1}=Z_{in2}=\frac{8U_{in}^2}{\pi^2U_{B,n}^2}\frac{\pi^2}{8}\frac{U_{B,n}}{I_{B,n}}=\frac{U_{in}^2}{U_{B,n}I_{B,n}}. \tag{11}$$

又因 E 类功率放大器输入电压 V_1 与 aa'端口输入电压 U_{in}满足

$$U_{in}=\frac{4}{\sqrt{\pi^2+4}}V_1, \tag{12}$$

则 E 类功率放大器等效负载 R_i 为

$$R_i=Z_{in2}=\frac{16V_1^2}{(\pi^2+4)U_{B,n}I_{B,n}}. \tag{13}$$

图 4 所示结构中各元件参数的最优配置值如表 1 所示. 表 1 所示参数配置方法的前提是保持恒流恒压拓扑切换前后 E 类功率放大器负载不变,故根据表 1 对图 4 所示无线充电系统参数进行配置后,可降低恒流恒压拓扑切换动作对 E 类功率放大器软开关特性的影响.

表 1 各元件最优参数配置表

Table 1 Optimum parameter for each component

元件	最优参数设置	元件	最优参数设置
L_f	$\geqslant\frac{7}{f}\frac{16V_1^2}{(\pi^2+4)U_{B,n}I_{B,n}}$	C_1	$=\frac{\pi\sqrt{\pi^2+4}U_{B,n}}{8\sqrt{2}\omega_0^2MV_1}$
C_0	$=\frac{U_{B,n}I_{B,n}}{2\pi\omega_0V_1^2}$	C_T	$=\frac{\pi\sqrt{\pi^2+4}U_{B,n}}{\omega_0^2(L_T\pi\sqrt{\pi^2+4}U_{B,n}-8\sqrt{2}MV_1)}$
L	$=\frac{16Q_LV_1^2}{\omega_0(\pi^2+4)U_{B,n}I_{B,n}}$	C_R	$=\frac{I_{B,n}}{\omega_0^2I_{B,n}L_R-\omega_0U_{B,n}}$
C	$=\frac{(\pi^2+4)U_{B,n}I_{B,n}}{\omega_0(Q_L-1.525)16V_1^2}$	C_2	$=\frac{1}{\omega_0^2L_2}$
L_1	$=\frac{8\sqrt{2}MV_1}{\pi\sqrt{\pi^2+4}U_{B,n}}$	L_2	$=\frac{U_{B,n}}{I_{B,n}\omega_0}$

3 仿真与实验验证

3.1 仿真验证

为了验证上述参数匹配方法能够降低恒流恒压拓扑切换动作对 E 类功率放大器软开关的影响,本文构建了拓扑切换仿真模型. 由于恒流恒压充电过程中锂电池的内阻会发生变化,且恒压阶段电池内阻大于恒流阶段电池内阻,因此选择两个电阻 R_{bc}、R_{bv}分别模拟恒流阶段及恒压阶段的电池内阻,取 $R_{bc}=6\ \Omega$,

$R_{bv}=8\ \Omega$. 以 $R_{bc}=6\ \Omega$、直流输入 $V_1=12$ V、系统频率 $f=300$ kHz 为标准对 E 类功率放大器进行参数配置时,开关管电流电压波形如图 5(a)所示. 此时开关管电流滞后于开关管电压,即开关导通前开关管电压已经降为零,此时可满足 ZVS 软开关条件,从而保证 E 类功率放大器输出效率. 该条件下的负载电流电压波形如图 6 所示,负载电流电压波形为平稳的正弦波,满足系统输出要求.

保持其他参数不变,将电池电阻由 R_{bc} 切换至 R_{bv} 时,开关管电流电压波形如图 5(b)所示. 负载的电流电压波形如图 7 所示,输出电压较 6 Ω 时有所增加,输出功率较 6 Ω 时有所减小. 对比开关管电流电压波形图可以发现,开关管导通前开关管电压并未降至 0,E 类功率放大器的 ZVS 软开关条件遭到破坏,因此开关管损耗增加,负载接收到的功率降低.

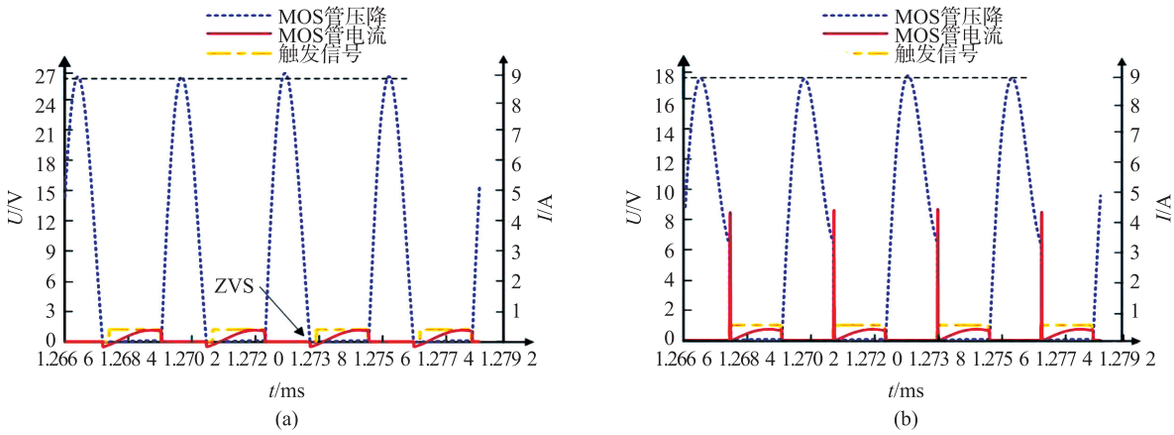

图 5　MOS 管电流电压波形

Fig. 5　Current and voltage waveform of MOS transistor

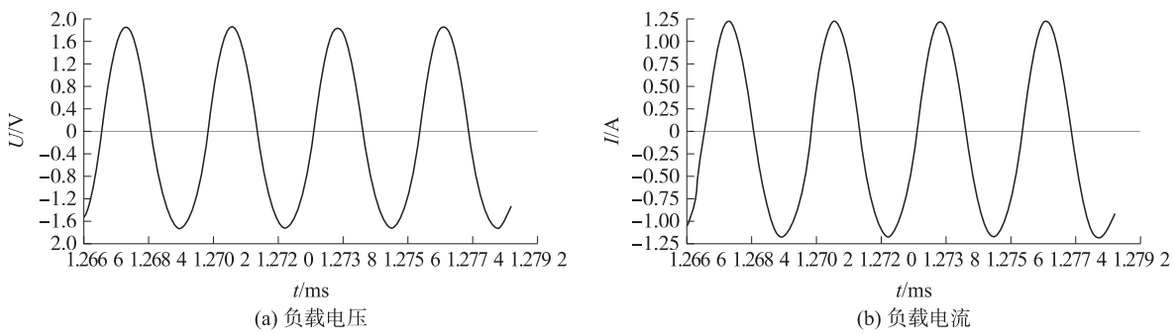

图 6　6 Ω 负载电流电压波形图

Fig. 6　Current and voltage waveform of 6 Ω load

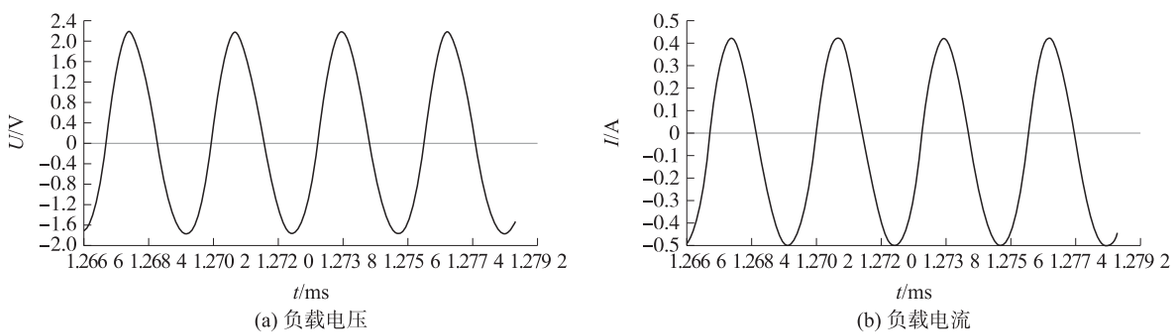

图 7　8 Ω 负载电流电压波形图

Fig. 7　Current and voltage waveform of 8 Ω load

上述仿真结果表明,若不针对恒流恒压拓扑切换进行参数配置,当负载阻值变化超过 30%后,切换拓扑会对 E 类功率放大器的软开关条件造成影响. 为了保证恒流恒压拓扑切换前后 E 类功率放大器软开关条件,按照表 1 配置方法重新配置图 4 系统,系统内各参数如表 2 所示.

表 2　系统参数设置

Table 2　The parameter setting of the system

参数	数值设置	参数	数值设置
$L_T=L_R$	116 μH	C_R	24.9 nF
M	1.55 μH	C_T	2.45 nF
F	300 kHz	C_1	0.18 μF
L_f	161.5 μH	C_2	0.088 μF
C_0	0.014 μF	L_1	1.49 μH
C	0.014 μF	L_2	3.181 μH

设置仿真时长为 0.003 s,将 0.002 s 设置为开关切换点. 开关管波形如图 8 所示,可以发现系统在 0.001 s 后达到稳定. 0.002 s 切换动作前后的开关管波形细节图如图 9 所示,开关导通前开关管电压已降为 0. 由此可知,根据拓扑切换前后 E 类功率放大器等效负载不变为前提对系统进行重新配置后,E 类功率放大器 ZVS 软开关条件并未受到拓扑切换的影响,证明了本文所述参数配置方法的正确性.

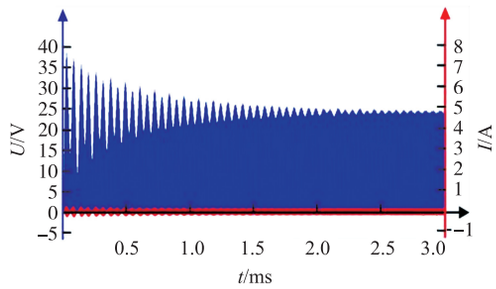

图 8　参数配置后拓扑切换前后开关管电流电压波形

Fig. 8　Current and voltage waveform of MOSFET based on parameter configuration

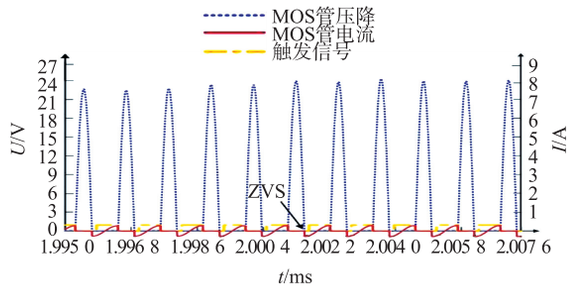

图 9　切换时刻 MOS 管电流电压波形

Fig. 9　Current and voltage waveform of MOSFET at switching time

3.2　实验验证

为了进一步验证所设计的恒流恒压无线充电系统在拓扑切换时不会影响 E 类功率放大器的 ZVS 软开关条件,本文设计了如图 10 所示实验验证电路.

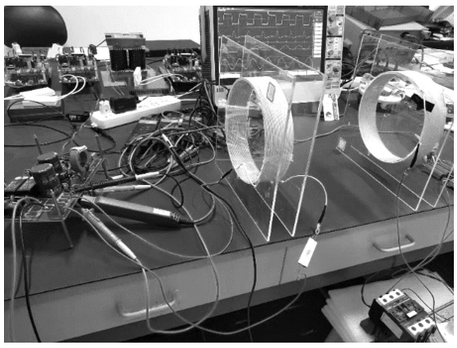

图 10　实验验证电路

Fig. 10　Experimental verification circuit

实验所用发射线圈、接收线圈均为圆形线圈,线圈尺寸相同,半径均为 10 cm,匝数为 10 匝,两线圈间的距离为 30 cm,测得发射线圈自感为 $L_T=116$ μH,接收线圈自感 $L_R=116$ μH,互感 $M=1.55$ μH. 以一般谐振原则及 E 类功率放大器最优参数配置方法配置负载阻值为 6 Ω 的 LCC-LCC 拓扑时,开关管电流电压波形及负载电压波形如图 11 所示. 将电路切换至 LCC-S 拓扑,且令负载阻值变为 8 Ω 后,电路内各波形图如图 12 所示. 对比两图可以发现,切换前电流波形滞后于电压波形,开关导通前开关管两端电压已降为 0,满足 ZVS 软开关条件. 开关切换后开关管两端电压有所降低. 由于实验误差的影响,虽然实验中开关管 ZVS 特性受到切换动作的影响没有仿真结果明显,但切换后的开关管电流电压波形出现了明显的“毛刺”,这仍将导致开关管的损耗增加,同时对运行造成安全隐患.

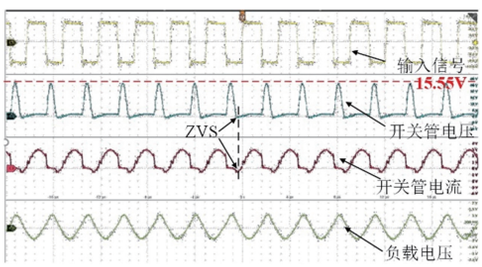

图 11　6 Ω 负载实验波形图

Fig. 11　Experimental waveforms of 6 Ω load

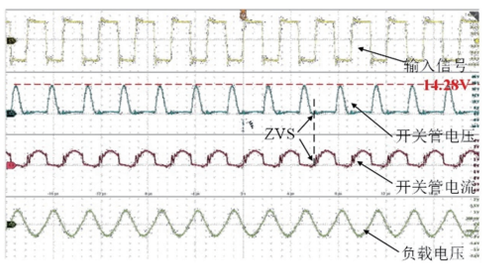

图 12　8 Ω 负载实验波形图

Fig. 12　Experimental waveforms of 8 Ω load

为了降低上述影响,依据表 2 参数对系统各元件进行重新配置后测得各电流电压波形如图 13、14 所示. 对比参数配置前后开关管电流电压波形可以发现,进行参数配置后,切换动作前后开关管电流电压均能满足 ZVS 软开关条件,且电流电压波形的“毛刺”较配置前得到了明显消除. 另一方面,切换前后负载电压波形均能保持稳定,说明拓扑切换动作未影响负载的正常充电. 因此,基于该参数配置方法设计的恒流恒压无线充电系统既兼顾了 E 类功率放大器的软开关特性,又能够保证锂电池恒流恒压充电过程的稳定性.

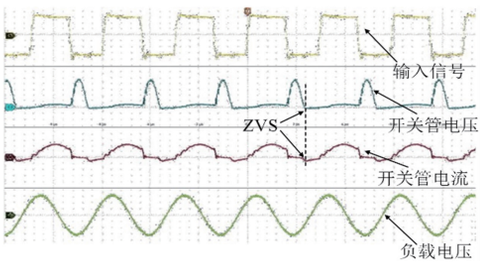

图 13　参数配置后 6 Ω 负载实验波形图

Fig. 13　Experimental waveform of 6 Ω load after parameter configuration

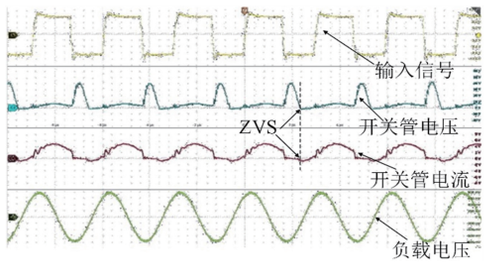

图 14　参数配置后 8 Ω 负载实验波形图

Fig. 14　Experimental waveform of 8 Ω load after parameter configuration

4　结语

本文针对 MCR-WPT 系统高频功率源设计需求及锂电池负载的恒流恒压充电特性,设计了由 E 类功率放大器驱动的恒流恒压无线充电系统. 为了保证系统的正常运行,研究了系统内各元件的参数配置方法. 仿真及实验结果表明,该参数配置方法能够降低恒流恒压拓扑切换动作对 E 类功率放大器软开关特性的影响,从而保证 E 类功率放大器的高输出效率.

[参考文献](References)

[1]　赵争鸣,张艺明,陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报,2013,33(3):1-13.
ZHAO Z M,ZHANG Y M,CHEN K N. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(3):1-13.(in Chinese)

[2]　KIANI M,GHOVANLOO M. The circuit theory behind coupled-mode magnetic resonance-based wireless power transmission[J]. IEEE trans on circuits and systems Ⅰ:regular papers,2012,59(9):2065-2074.

[3]　SEKIYA H,INOUE K,NAGASHIMA T,et al. Loosely coupled inductive wireless power transfer systems with class-E transmitter and multiple receivers[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECEE). Pittsburgh,USA:IEEE,2014:675-680.

[4]　韩冲,张波. 谐振式无线电能传输系统中高频逆变器的特性分析和参数设计[J]. 电工技术学报,2018,33(21):5036-5050.
HAN C,ZHANG B. Characteristics analysis and parameters design of high frequency inverters in magnetic coupling resonance wireless power transfer system[J]. Transactions of China electrotechnical society,2018,33(21):5036-5050.(in Chinese)

[5]　闫卓,王天风,张晓晨. 带 E 类功放的磁耦合谐振式无线电能输电系统源线圈优化[J]. 电工技术学报,2017,32(10):162-167.
YAN Z,WANG T F,ZHANG X C. Optimization of the source coil of magnetic coupling resonant wireless power transmission system with class E power amplifier[J]. Transactions of China electrotechnical society,2017,32(10):162-167.(in Chinese)

[6]　黄晓生,陈为,陈庆彬. 用于 WPT 的双路 E 类逆变器功率合成拓扑及其电感耦合集成[J]. 中国电机工程学报,2015,35(21):5577-5584.
HUANG X S,CHEN W,CHEN Q B. Topology of the power combination with dual class E inverters and magnetics integration of coupled inductors for WPT applications[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(21):5577-5584.(in Chinese)

[7]　储江龙,李玉玲,杨仕友. 非辐射共振耦合式无线电能传输系统前端功率放大系统设计[J]. 电工技术学报,2013,28(2):55-60.
CHU J L,LI Y L,YANG S Y. Design of power amplifier system for non-radiative magnetic resonance strongly coupled wireless

power transfer[J]. Transactions of China electrotechnical society,2013,28(2):55-60.(in Chinese)

[8] TAKUMI N,TOMOHARU N,HIROO S. A design of inductively coupled wireless power transfer system with coupling coil optimization[C]//IEEE International Telecommunications Energy Conference(INTELEC). Osaka,Japan:IEEE,2015:1-6.

[9] LIU M,FU M F,MA C B. Low-harmonic-contents and high-efficiency class E full-wave current-driven rectifier for megahertz wireless power transfer systems[J]. IEEE transactions on power electronics,2017,32(2):1198-1209.

[10] 李均锋,廖承林,王丽芳. 基于 E 类放大器的中距离无线能量传输系统[J]. 电工技术学报,2014,29(9):7-11.
LI J F,LIAO C L,WANG L F. Mid-distance wireless power transfer system using E-class amplifier[J]. Transactions of China electrotechnical society,2014,29(9):7-11.(in Chinese)

[11] 邓思建,谭坚文,廖瑞金,等. E 类功率放大器负载变化对工作特性的影响分析[J]. 电工技术学报,2015,30(4):99-105.
DENG S J,TAN J W,LIAO R J,et al. Load variation effect on performance of class E power amplifier[J]. Transactions of China electrotechnical society,2015,30(4):99-105.(in Chinese)

[12] MARIAN K K,DARIUSZ C. Resonant powerconverters[M]. New Jersey:Wiley-IEEE Press,2011.

[13] GIUSEEPPE B,MANUELE B,KISHORE N M. Design and experimentation of WPT charger for electric city car[J]. IEEE transactions on industrial electronics,2015,62(12):7436-7447.

[14] LI Y,LIN T R,MAI R K,et al. Compact double-sided decoupled coils-based WPT systems for high-power applications:analysis,design,and experimental verification[J]. IEEE transactions on transportation electrification,2018,4(1):64-74.

[15] SONG K,LI Z J,JIANG J H,et al. Constant current/voltage charging operation for series-series and series-parallel compensated wireless power transfer systems employing primary-sided controller[J]. IEEE transactions on power electronics,2018,33(9):8065-8080.

[16] YAO Y S,WANG Y J,LIU X S,et al. A novel parameter tuning method for a double-sided LCL compensated WPT system with better comprehensive performance[J]. IEEE transactions on power electronics,2018,33(10):8525-8536.

[责任编辑:严海琳]