对电动汽车无线充电过程中降低辐射方法的研究

徐振宇[1],李帅[2],陈勇[2],王文娜[2]
(1.烟台南山学院 工学院,山东 烟台 265713;
2.鲁东大学 信息与电气工程学院,山东 烟台 264025)

摘要:电磁辐射是电动汽车无线充电技术发展的主要问题。对现有的电动汽车无线充电方式进行对比后,提出一种在电动汽车无线充电过程中降低辐射的方法,并从电路设计、内部程序设计以及仿真实验等方面进行了分析。通过仿真测试出保持原并联网络处于谐振状态下所需的电容大小。结果表明,在不同的漏磁下,通过调整电路中电容的接入量进行修正之后,会降低充电过程中产生的电磁辐射,减少在充电过程中能量的损耗。

关键词:电动汽车;无线充电;并联谐振网络;降低电磁辐射
中图分类号:TM921　　**文献标识码**:A　　**DOI**:10.19457/j.1001-2095.dqcd22157

Research on Reducing Radiation Method in Electric Vehicle Charging Process

XU Zhenyu[1],LI Shuai[2],CHEN Yong[2],WANG Wenna[2]
(1. *College of Engineering*,*Yantai Nanshan University*,*Yantai* 265713,*Shandong*,*China*;
2. *School of Information and Electrical Engineering*,*Ludong University*,
Yantai 264025,*Shandong*,*China*)

Abstract: Electromagnetic radiation affects the development of the wireless charging technologies for electric vehicles. A method for reducing the radiation was proposed during the procedure of the wireless charging compared to the existing schemes from the viewpoint of hardware design,software implementation,simulations and experiments. The capacitance required to keep the original parallel network in resonant state was tested by simulation. The experiments demonstrate that electromagnetic radiation and the loss of the energy produced in the process of the wireless charging can be reduced by adjusting the value of the capacitor under the some magnetic leakage.

Key words: electric vehicle;wireless charging;parallel resonant network;reducing electromagnetic radiation

目前,电动汽车充电方式有两大类:有线充电和无线充电。在私人车库内,有线充电方便且容易实现。但在公共场合下,有线充电操作不方便且存在一定的安全隐患,而无线充电方式相对于有线充电更加方便安全,并且可以适应多种恶劣环境和天气[1]。国内外各高校及研究所对电动汽车无线充电的研究,主要集中在系统建模与控制、磁耦合机构、补偿拓扑、抗偏移能力以及电磁泄漏、屏蔽等方面[2]。美国高通公司的Halo系统已实现了3.3~20 kW的输出功率,整机效率大于90%[3]。

应用于电动汽车无线充电的方式是磁耦合谐振式[4-5]。磁耦合谐振式无线充电技术利用LC振荡电路处于谐振状态时,振荡电路的固有频率与传输电能的频率相一致时引起电磁共振,发生强磁耦合,以此实现电能的高效传输。无论是宝马的i8系列车型装配的高通的Halo无线充电技术,还是汽车零部件制造商博世(Bosch)与美国Evatran公司合作推出的Plugless L2无线充电系统[6],以及众多国产电动汽车无线充电装置的工作方式,其工作模式都是将电动汽车停放到置于

基金项目:国家自然科学基金(61471185)
作者简介:徐振宇(1970—),男,硕士,讲师,Email:1140445052@qq.com

地面下的无线充电发射装置的正上方,通过电磁感应方式或者谐振耦合方式来进行充电。其充电装置模型如图1所示。地下发射装置的发射线圈与电动汽车上接收装置的接收线圈类似于普通变压器的原边与副边。当电动汽车的接收装置与地下的发射装置完全对准的情况下,二者的互感系数最大,充电效率可达90%以上。但在电动汽车停放的位置出现偏差,使充电接收端与发射端之间上下位置不能完全对准的情况下,发射与接收两线圈之间的互感系数降低,发射装置中LC电路的电感量降低,由此导致LC电路的固有谐振频率升高,偏离用于发射能量的驱动信号的频率,使电路不再满足谐振条件。LC振荡电路失谐后会有谐波产生,充电过程中就会出现辐射。接收端与发射端之间上下位置偏差越大,辐射越强,充电效率越低。

司机难以将车开到准确位置,使车上的接收装置与地下的发射装置完全对准。如何降低充电过程中产生的电磁辐射,是当今电动汽车无线充电研究的重点问题[7]。

本文研究了通过检测驱动电压信号与LC振荡电路一端的电压信号两者之间的相位差$\Delta\theta$,判断LC振荡电路的失谐程度,即无线充电装置的地下发射端与车上的接收端之间相对位置的偏离程度。当发射与接收装置之间出现一定偏离时,通过自动增加并入LC电路中的电容来弥补电感量减少的方式,最大限度地使LC振荡电路保持接近谐振状态,减少谐波的产生,降低充电过程中产生的辐射,提高充电效率。以下从电路的设计来分析相位差$\Delta\theta$的检测原理,并通过仿真实验验证增加并入LC电路中的电容后减少谐波产生(降低辐射)的结果。

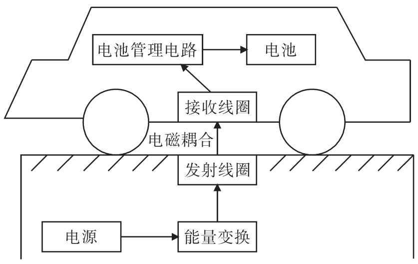


图1　无线充电装置模型

Fig.1　Wireless charging device model

1　电路设计与分析

本节介绍电能发射的驱动信号产生电路、驱动电路、LC并联网络电路及失谐电压相移检测电路的设计,如图2所示,可供所有无线充电装置的设计者参考。

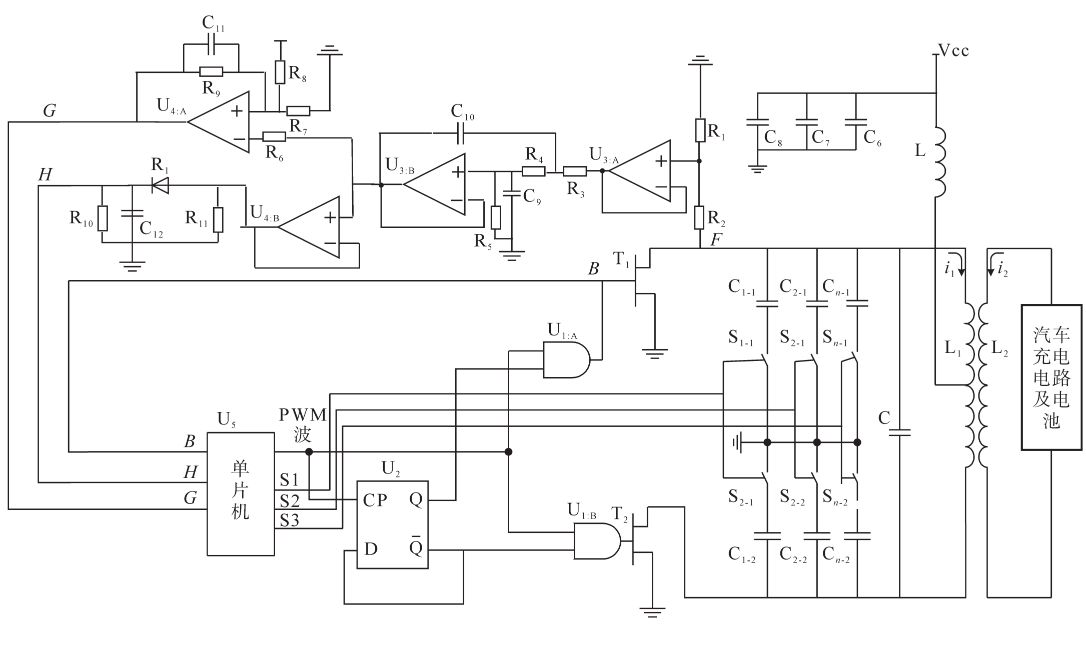


图2　电路原理框图

Fig.2　Circuit schematic diagram

1.1　驱动信号产生电路与驱动电路

图2中,驱动信号产生电路包括单片机U_5、与门集成电路$U_{1:A}$,$U_{1:B}$和D触发器U_2;驱动电路包括两个共地的场效应管T_1,T_2。单片机输出的PWM波(仿真时采用频率为200 kHz、占空比为50%、振幅为5 V的矩形波),分别输入给D触发

器U_2和与门电路$U_{1:A}$，$U_{1:B}$。经过D触发器U_2二分频，由U_2的Q和$\bar{Q}$脚输出的两路反相信号，分别与原PWM波一起输入给与门$U_{1:A}$，$U_{1:B}$，经过两个与门后，转换为两路占空比小于等于1/4周期、频率为100 kHz的矩形波信号作为驱动信号，用来控制大功率场效应管T_1，T_2（仿真时采用的型号为IRF830）的导通与关闭，将直流电源Vcc经过LC振荡电路（由地下发射线圈L_1与并联的电容C组成）转换成交流信号。设计的驱动信号频率与电动汽车在接收装置和地下发射装置完全对准情况下的LC振荡电路的固有频率$f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$相同。在这种情况下由直流电源Vcc转换成的交流信号，在经过振荡电路的选频之后，基波转换为有用的磁场能量，被车载的接收部分电路接收，而其他的谐波被抑制。在电动汽车停放的位置出现偏差，使充电接收端与发射端之间上下位置不能完全对准的情况下，LC振荡电路的固有频率f_0升高，偏离了驱动信号的频率，出现失谐现象，Vcc转换成的交流信号中出现谐波。谐波频率远高于车载接收电路中的LC谐振频率（接收部分的LC谐振频率与发射的基波频率接近相同），当谐波通过接收的LC电路时，所呈现的阻抗非常小，在LC电路中产生的电动势可以忽略，即谐波产生的磁场能量不易被接收电路所吸收，而是成为电磁噪声被辐射。

1.2 LC并联网络电路中电压相移的检测与修正

图2中，在发射线圈L_1（位于地下）与接收线圈L_2（地上车载部分）对不准的情况下，它们之间的互感系数减小[8]，LC并联网络电路的固有频率f_0升高，与驱动信号的频率出现偏差，出现电路失谐现象，导致漏磁（没有被接收线圈吸收的磁能量）程度大，电磁辐射增强。为了使LC并联电路在工作时处于谐振状态，我们需要测得电路的失谐程度，然后通过增加并联电容对电路进行修正。

LC并联网络中的阻抗幅角θ的大小反映出失谐的程度，会影响到驱动电压信号与LC振荡电路电压信号之间的相移。文中通过单片机自动检测LC并联网络电路电压信号相对驱动信号的相移，判断失谐程度，然后通过接入相应的电容进行补偿、修正。阻抗幅角θ可以由理论计算得出。

1.2.1 LC并联网络中阻抗幅角的理论计算

图2中，LC并联网络不处于谐振状态时，阻抗Z可以由下式[9]得出：

$$Z = \frac{(r + \mathrm{j}\omega L)\dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}}{r + \mathrm{j}\omega L + \dfrac{1}{\mathrm{j}\omega C}} = \frac{R_0}{1 + \mathrm{j}Q\dfrac{2\Delta\omega}{\omega_0}} \tag{1}$$

式中：ω为输入并联网络信号的频率，即图2电路中驱动信号频率；ω_0为发射端振荡电路的固有频率，随发射与接收两装置对不准的状态变化而变化；C为振荡电路的总电容；L为振荡电路的总电感，包括接收端对发射端所产生的互感；r为电感L的内阻；R_0为谐振阻抗；Q为振荡电路的品质因数。

由式（1）得出阻抗幅角θ的计算式：

$$\theta = \arctan(2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0}) \tag{2}$$

阻抗幅角θ为0时，电路处于谐振状态。根据θ的大小，可以判断出电路的失谐程度，即充电发射端与接收端的对不准程度。进而根据不同的失谐程度来进行修正，保证电路接近处于谐振状态，降低充电过程中产生的辐射，减少在充电过程中能量的损耗，提高充电效率。

1.2.2 LC并联网络电路中电压信号相移的检测与失谐补偿

图2中，为了使LC并联网络电路保持在谐振状态，我们需要测得地下发射部分与车载接收部分对不准的程度，即振荡电路的失谐程度，并根据不同状态下的失谐程度（漏磁程度）来改变电路中电容（C_{1-1}，C_{1-2}，C_{2-1}，C_{2-2}，…，C_{n-1}，C_{n-2}等）的接入量，使电路接近保持在谐振状态。失谐程度由θ的大小所决定。θ的大小与驱动信号产生电路的输出端（图2中B点）电压信号与LC振荡电路一端的电压信号（图2中F点）之间的相位差$\Delta\theta$相关。$\Delta\theta$与上述并联谐振电路的阻抗幅角θ并不相同，可由实验测出$\Delta\theta$与θ的对应关系，即$\Delta\theta$与发射端和接收端之间对不准程度的对应关系。

图2中，B点的电压信号直接反馈给单片机；F点的电压信号由R_1，R_2分压后，再经过电压跟随器$U_{3:A}$及低通滤波器（$U_{3:B}$，R_3，R_4，R_5，C_9，C_{10}等组成）滤除谐波得到基波信号，该基波信号分为两路信号进行传输，一路经过电压比较电路（$U_{4:A}$，R_6，R_7，R_8，R_9，C_{11}等组成）后形成矩形波信

号（图2中G点的电压信号）传输到单片机U_5，由单片机计算出B，G两点信号的相位差$\Delta\theta$的大小。在实际应用前，需要通过实验测出不同失谐程度（充电装置发射端与接收端上下位置的偏离程度）所对应的电压相位差$\Delta\theta_1$，$\Delta\theta_2$…与修正其所需要并入的电容量二者的对应关系，并将这组对应关系的数据存入单片机EEPROM中。在实际应用时，电压相位差检测电路检测出的$\Delta\theta$与$\Delta\theta_1$，$\Delta\theta_2$…作比较，得出电路的失谐程度，再通过并入相应的电容使振荡电路尽量保持在谐振状态。

另外，低通滤波器输出基波信号的另一路经过电压跟随器$U_{4:B}$及检波电路（R_{10}，R_{11}，C_{12}，D_1等组成）之后，输入到单片机的A/D转换端口，由单片机内部的A/D转换电路转换成数字量，经单片机内部的程序读取后得知原边线圈输出电压的大小，由此判断出副边接收端所获得的充电能力的大小。单片机可以及时修改PWM波的占空比，使副边接收端能获得合适的充电能力。

2 仿真实验与数据分析

地下发射部分线圈（原边）与车载接收部分线圈（副边）对不准产生偏离时，两线圈之间的互感系数减小，原边的LC电路中的电感量减小，固有频率升高，导致驱动信号的频率低于电路的固有频率而失谐，因而产生谐波，造成电磁辐射，形成漏磁现象。偏离越大，失谐越严重，产生的漏磁程度越高。在实际电路设计时，发射线圈的电感量与需要发射的功率相关，对于大功率的充电装置，发射线圈的电感量要小。在设计无线充电装置时，发射与接收间的互感系数是无法计算的，可选择数个不同的对不准的实际的状态，测试出具体型号装置在该状态下的互感系数，即测试出$\Delta\theta_1$，$\Delta\theta_2$，…，$\Delta\theta_n$及需要并联的电容量C_{1-1}，C_{1-2}，C_{2-1}，C_{2-2}，…，C_{n-1}，C_{n-2}。下面针对图2原理，以一个小功率的无线充电模型通过Multisim仿真软件进行仿真，仿真时原边线圈（模拟发射端）匝数为20，并联电容为250 nF，副边线圈（模拟接收端）匝数为20。通过改变原、副边的互感系数，选择了漏磁程度在0%，5%，50%时的几种情况，来模拟发射端与接收端对不准时，有0%，5%，50%的电能形成谐波产生电磁辐射的状态。图2中B点及R_1两端（可代替LC电路两端）在不同漏磁程度下的电压波形图如图3所示。从图中可以看出，随着漏磁程度的升高，原边LC电路两端电压的相移增大，即$\Delta\theta$增大，波形中的谐波成分增多，电磁辐射会增强。

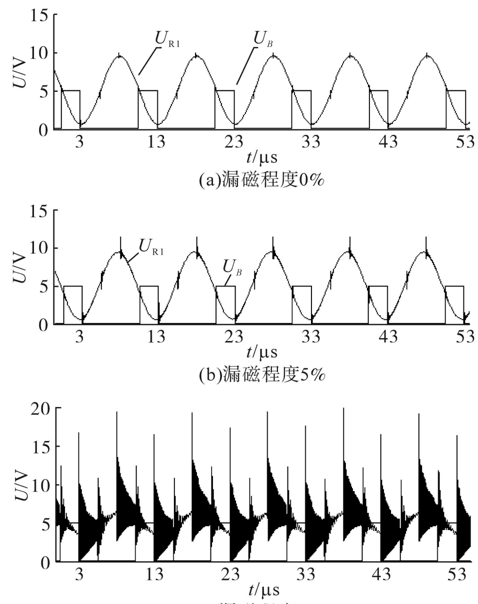


图3　不同漏磁程度下B点与R_1两端的电压波形图

Fig.3　Voltage waveforms of point B and R_1 under different magnetic flux leakage

图4中列出了在无漏磁、15%的漏磁（模拟发射端与接收端的一个相对状态）及15%的漏磁情况下闭合相应的开关并入45 nF的电容进行补偿修正后的B点及R_1两端的电压波形图。

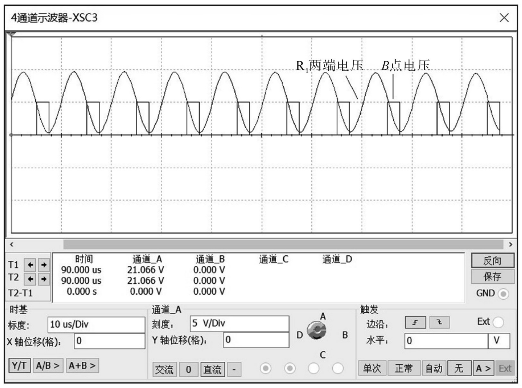
通过对比图4a~图4c可以看出，经过补偿修正之后得到的发射端LC电路电压波形与无漏磁状态下的电压波形几乎相同。可以得出，电路在经过补偿修正之后，振荡电路接近谐振状态，基波得到保留，产生较好的正弦波用于传输电能，谐波得到抑制，降低充电过程中产生的辐射。

实际电路在不同漏磁情况下需要并入多大的电容才能获得补偿修正，可通过试验得出。表1给出了通过仿真实验得出的在不同漏磁程度下调整到谐振状态，需要增加并联的电容量。在无漏磁程度下并联的电容为250 nF。

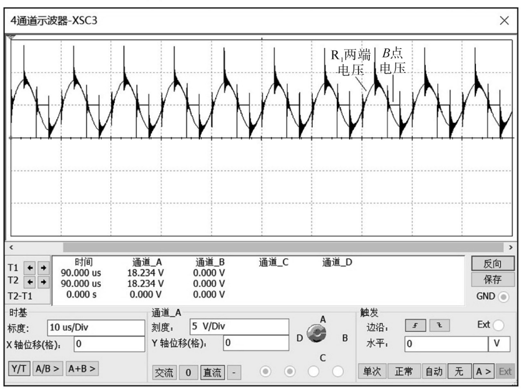
表1　不同漏磁程度下保持谐振状态需要并联的电容量

Tab.1　Parallel capacitance is required to maintain resonance at different leakage levels

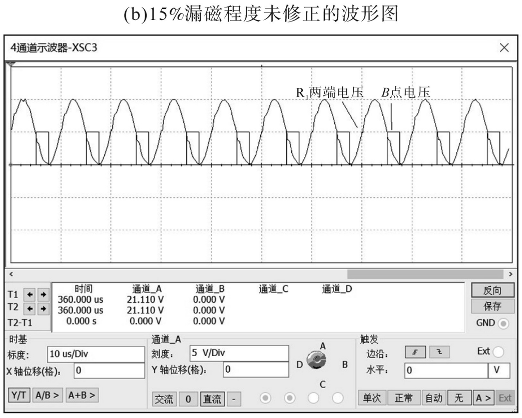
漏磁程度/%	原边线圈匝数	需要增加并联的电容/nF
5	20	25
10	20	38
15	20	45
20	20	57
25	20	65
30	20	85
50	20	110



(a)无漏磁程度的电压波形图



(b)15%漏磁程度未修正的波形图



(c)15%漏磁程度修正后的波形图

图4　修正前后的电压波形图

Fig.4　Voltage waveforms before and after correction

3　程序设计

图2中，单片机接收到充电命令后，开始启动充电。此时，电容的接入情况是在完全对准情况下的电容C。单片机开始检测*B*点与*F*点之间的电压相位差来判断失谐程度，如果不处于谐振状态，改变电容的接入量，使谐振电路接近谐振状态。如果已经接近谐振状态，单片机检测经过检波得到的输出电压的大小。如果输出电压过小，调整PWM波的占空比，提高原边充电电压（不能过高）；如果输出电压过高，调整PWM波的占空比[10]，降低输出电压。如果电压合适，单片机判断是否接收到停止充电的命令。如果没有收到，循环上述工作，继续充电过程；如果收到停止充电的命令，停止充电。

图2中单片机的程序流程图如图5所示。

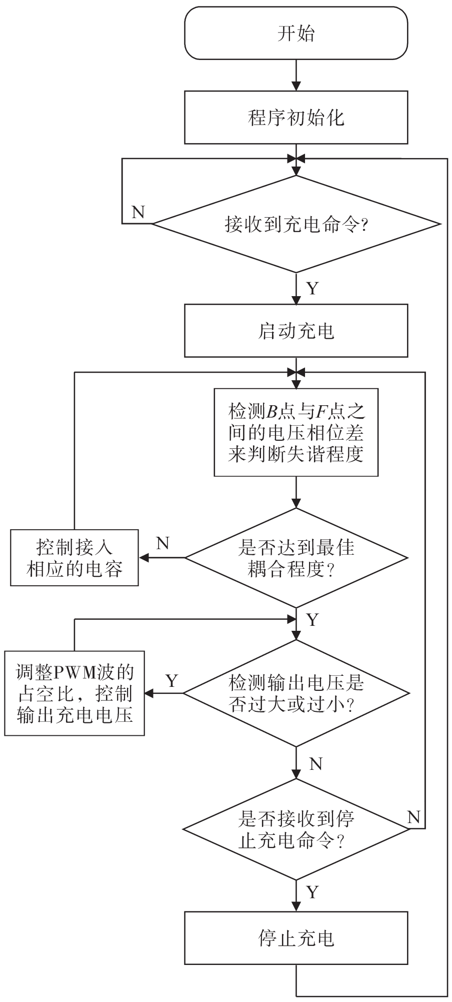


图5　单片机无线充电过程程序流程图

Fig.5　Procedure flow chart of wireless charging process for single chip computer

4　结论

通过上述仿真实验可见，在不同的失谐程度下，通过控制电容并联网络接入相应大小的电容进行修正后，谐波得到抑制，使得电磁辐射降低，产生较好的正弦波用于传输电能。这说明了在设计无线充电装置时，可选择数个不同的对不准的实际的状态，测试出对应当的$\Delta\theta_1,\Delta\theta_2,\cdots,\Delta\theta_n$及需要并联的电容量$C_{1-1},C_{1-2},C_{2-1},C_{2-2},\cdots,C_{n-1},C_{n-2}$作为电路的参数。在应用中，停车位置出现偏差，即发射装置所输出的电磁能量存在较多的漏磁时，经过电路自动修正之后，是可以抑制LC电路中的谐波，降低充电过程中产生的电磁辐

射，减少充电过程中能量的损耗，提高充电效率。

参考文献

[1] 方楚良，沈锦飞. 电动汽车磁耦合谐振式无线充电系统研究[J].通信电源技术，2015，32(2)：29-31.
Fang Chuliang，Shen Jinfei. Research on magnetic coupling resonant wireless charging system for electric vehicles[J]. Communication Power Supply Technology，2015，32(2)：29-31.

[2] 吴理豪，张波. 电动汽车静态无线充电技术研究综述（上篇）[J]. 电工技术学报，2020，35(6)：1153-1165.
Wu Lihao，Zhang Bo. Review of static wireless charging technology for electric vehicles（Part Ⅰ）[J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2020，35(6)：1153-1165.

[3] Qualcomm. Download documents about Qualcomm HaloTM technology[EB/OL].[2018-12-08]. https://www.qualcomm.com/products/halo/resources.

[4] 甘江华，徐长福，刘振威，等. 基于效率寻优算法的无线充电系统设计与仿真[J]. 电气传动，2019，49(10)：111-115.
Gan Jianghua，Xu Changfu，Liu Zhenwei，*et al*. Design and simulation of wireless charging system based on efficiency optimization algorithm[J]. Electric Drive，2019，49(10)：111-115.

[5] 谢端. 关于两线圈磁耦合谐振式无线电能传输的效率分析[J].电子测试，2018(16)：40-41.
Xie Duan. Efficiency analysis of two coil magnetically coupled resonant radio power transmission[J]. Electronic Test，2018(16)：40-41.

[6] Evatran Group Incorporation. Plugless[EB/OL].[2014-11-27]. http://pluglesspower.com/plugless-l2.

[7] 高妍，张献，杨庆新，等. 电动汽车无线充电环境的生物电磁安全评估[J]. 电工技术学报，2019，34(17)：3581-3589.
Gao Yan，Zhang Xian，Yang Qingxin，*et al*. Bioelectromagnetic safety assessment of wireless charging environment for electric vehicles[J]. Acta Electrotechnica Sinica，2019，34(17)：3581-3589.

[8] 马文博，梅磊，王珂. LCL-S型无线充电耦合线圈的距离特性研究[J]. 电气传动，2019，49(11)：108-112.
Ma Wenbo，Mei Lei，Wang Ke. Research on distance characteristics of LCL-S wireless charging coupling coil[J]. Electrical Drive，2019，49(11)：108-112.

[9] 曾兴雯，刘乃安，陈健，等. 高频电路原理与分析[M]. 西安：西安电子科技大学出版社，2017.
Zeng Xingwen，Liu Naian，Chen Jian，*et al*. High frequency circuit principle and analysis[M]. Xi′an：Xi′an University of Electronic Science and Technology Press，2017.

[10] 陈勇，程月波，荆蕾，等. 单片机原理与应用-基于汇编、C51及混合编程[M]. 北京：高等教育出版社，2014：199-204.
Chen Yong，Cheng Yuebo，Jing Lei，*et al*. Principle and application of single chip microcomputer based on assembly，C51 and mixed programming[M]. Beijing：Higher Education Press，2014：199-204.

收稿日期：2020-07-11
修改稿日期：2020-10-12