基于可调增益恒流源补偿网络的 磁场耦合无线电能传输 LED 驱动电路

 景妍妍¹ 曲小慧¹ 韩洪豆¹ Wong SiuChung² Tse ChiKong² (1. 东南大学电气工程学院 南京 210096
 2. 香港理工大学电子及资讯工程学系 中国香港特别行政区 999077)

摘要 对于磁场耦合无线电能传输(WPT)系统,由于松耦合变压器漏感较大,补偿技术是 实现其能量高效传输的关键。在半导体(LED)照明应用中,WPT LED 驱动电路应直接输出 LED 所需的驱动电流,还应避免无功功率环流,减小器件应力,实现功率器件软开关。针对现有补偿 网络的输出电流增益依赖变压器参数,而松耦合变压器存在设计受限的缺点,本文采用二端口网 络理论,提出一族恒流源补偿网络,通过调节补偿参数灵活调节输出电流增益,增加变压器设计 自由度。最后采用同一电路结构和变压器,分别实现了 0.5A、1A 和 1.5A 输出的 WPT LED 驱动电 路,实验结果验证了理论分析的正确性。此外,还对所提出的可调增益补偿网络的特性进行了详 细分析。

关键词:无线电能传输补偿网络 松耦合变压器 可调电流增益 半导体驱动电路 中图分类号:TM724

The Magnetic Coupled Wireless Power Transfer Driver Based on Adjustable Gain Constant-Current Compensation Network

Jing Yanyan¹ Qu Xiaohui¹ Han Hongdou¹ Wong SiuChung² Tse ChiKong² (1. School of Electrical Engineering Southeast University Nanjing 210096 China 2. Department of Electronic and Information Engineering Hong Kong Polytechnic University Hong Kong SAR 999077 China)

Abstract Due to the large leakage inductance of the loosely coupled transformer, compensation technology is crucial to improve the transfer efficiency in the magnetic coupled wireless power transfer (WPT) system. In the light-emitting diode (LED) lighting application, the WPT LED driver should provide not only the required LED current directly, but also zero reactive power, low device stress and soft switching. Compared with the conventional compensation network whose output current gain relies on the transformer parameters significantly, as well as the loosely coupled transformer with the constrained design, a family of novel constant-current compensation network using two-port network theory was proposed in this paper, where high freedom of current gain and transformer design were achieved by adjusting the compensation parameters. The prototypes with the same circuit topology and transformer were built to realize the output current of 0.5A, 1A, 1.5A, respectively, which agreed well with the theoretical analysis. Characteristics of these compensation networks were also analyzed in detail.

Keywords: Wireless power transfer compensation network, loosely coupled transformer, adjustable current gain, light-emitting diode driver circuit

中央高校基本科研业务费专项资金,国家自然科学基金(51677027)和江苏省自然科学基金(BK20141339)资助项目。 收稿日期 2016-04-18 改稿日期 2016-05-28

0 引言

无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT) 可以摆脱导线约束,实现电气与机械的双隔离,安 全可靠,环境兼容性强,灵活方便,可工作在水下、 矿井等恶劣环境中^[1,2]。相比传统有线传输方式,

WPT 具有极大的应用前景,包括其应用在半导体 (Light-Emitting Diode, LED)照明领域^[3-5]。采用 WPT 技术的 LED 驱动电路应直接提供 LED 所需的 直流驱动电流。

近年来,采用松耦合变压器的磁场耦合 WPT 技术在传输功率和效率上得到很大的提高^[6,7]。无论 是短距离的感应式 WPT 还是中距离的磁耦合谐振 式 WPT,均是在小于电磁场波长范围内实现能量无 线传输,具有相同的传输原理^[8-10]。传输距离造成 的变压器气隙在 WPT 变压器中产生相当大的漏感, 从而减少了有功能量的输出。为补偿漏感所带来的 无功能量,补偿网络十分重要,谐振补偿网络不仅 可以调节输入功率因数,提高输出有功功率,还影 响系统的输出电流或电压。

为了高效地驱动 LED 负载, WPT LED 驱动电 路应具有如下特性: ①由于单个 LED 亮度有限, 通 常采用多颗 LED 串联提供所需的照明亮度,串联 LED 个数可调, 且单个 LED 的等效电阻会随着温 度的变化而变化,因此 WPT LED 系统应提供与负 载无关的恒流输出; ②为了降低系统的无功功率, 驱动电路中应实现无功功率为零,即纯阻性输入阻 抗,输入电压和电流之间零相位差(Zero Phase Angle, ZPA); ③为了提高效率, 驱动电路中的功率 器件应实现软开关。例如,在 ZPA 的基础上,调节 输入阻抗略感性可有效实现 MOSFET 器件的零电 压开关 (Zero Voltage Switching, ZVS), 其带来的少 量无功功率可忽略不计。然而,采用谐振网络的 WPT 电路输入和输出特性十分复杂,与变压器参 数、补偿电路结构和参数、负载范围和工作频率均 有关,难以同时实现以上要求。例如,采用变频控 制实现一定负载范围内的 ZPA^[11,12],降低电路器件 应力,提高传输功率,但 LED 所需的负载电流只能 通过前级或后级变换器调控。且 ZPA 存在多个频率 点,带来频率分叉问题,降低了系统稳定性[13]。

针对此问题, 文献[14,15]从 WPT 四种基本补偿 结构的本质特征入手,寻找可同时实现输入 ZPA 和 输出恒流或恒压的频率点和补偿方式,研究发现串 串(Series-Series, SS)和并并(Parallel-Parallel, PP) 补偿结构可同时实现输入 ZPA 和与负载无关的恒流 输出,串并(Series-Parallel, SP)和并串(Parallel-Series, PS)结构可同时实现输入 ZPA 和与负载无关 的恒压输出。因此,不需要依靠复杂的控制系统, 通过定频控制便可同时实现以上目标。例如,应用 在 LED 照明中的 SS 结构可直接输出负载所需的恒 流^[5],此时输出电流与负载无关,但与变压器互感 *M* 密切相关。为输出指定的 LED 电流,WPT 变压器 的互感必须满足所需的参数大小,然而在一些空间和 位置有限的场合^[16],变压器设计可能存在一定难度。

为了解决输出电流对变压器参数的依赖,文献 [17,18]分别提出了一种高阶 T/T 补偿网络,在实现 与负载无关的恒流输出和输入 ZPA 的前提下,输出 电流具有更高的设计自由度,不受制于 WPT 变压 器参数,简化了变压器的设计。但该 T/T 补偿网络 有 6 个补偿器件,系统阶数较高,设计较复杂。为 了降低补偿网络复杂度,本文借鉴文献[17,19]中的 方法并进一步深化,提出一族恒流输出谐振补偿网 络,详细阐述了 T 型或 Π 型结构的推导方法,对输 出恒流及增益特性、输入 ZPA、软开关实现和高频 阻抗等特性进行分析,最后进行了实验验证。

1 可调增益补偿网络设计原理

WPT 系统的核心结构包括一次侧补偿网络、松 耦合变压器和二次侧补偿网络,如图 1 所示,其中, $v_{\rm IN}$ 和 $i_{\rm IN}$ 分别为 WPT 系统的输入电压和电流, $v_{\rm O}$ 和 $i_{\rm O}$ 分别为负载 $R_{\rm E}$ 的输出电压和电流, $L_{\rm P}$ 和 $L_{\rm S}$ 分 别为变压器一次侧和二次侧自感,M为互感。定义 一次侧补偿网络的传输参数矩阵为 $A_{\rm P}$, WPT 变压 器的传输参数矩阵为 $A_{\rm T}$,二次侧补偿网络的传输参 数矩阵为 $A_{\rm S}$,整个系统的传输参数矩阵为 A,那么,



由于二端口网络 A 均由无源器件构成,该二端口 网路具有互易性,则

$$a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 1$$
 (2)
那么,该 WPT 系统满足

$$\begin{bmatrix} v_{\rm IN} \\ i_{\rm IN} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} v_{\rm O} \\ -i_{\rm O} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\rm O} \\ -i_{\rm O} \end{bmatrix}$$
(3)
$$\blacksquare \text{ \mathbb{K}, $ v_{\rm O} = -i_{\rm O}R_{\rm E} \circ \text{ \mathbb{H} \mathbb{K}} (3) $ Π \mathbb{R}}$$

$$G = \frac{-i_{\rm O}}{v_{\rm IN}} = \frac{1}{a_{11}R_{\rm E} + a_{12}} \tag{4}$$

$$Z_{\rm IN} = \frac{v_{\rm IN}}{i_{\rm IN}} = \frac{a_{11}R_{\rm E} + a_{12}}{a_{21}R_{\rm E} + a_{22}} \tag{5}$$

式中, *G* 为输出电流对输入电压增益; Z_{IN} 为输入阻抗。为满足输出恒流与负载无关,则式(4)中 $a_{11}=0$ 。为满足输入电压和电流之间 ZPA,则 $Re(Z_{IN})=Z_{IN}$,即输入阻抗无虚部。假设补偿网络器件和变压器无内阻,则网络 A 的传输效率为 1,即

$$\eta = \left| \frac{v_{\rm O} - i_{\rm O}}{v_{\rm IN} i_{\rm IN}} \right| = \left| \frac{-i_{\rm O} R_{\rm E} - i_{\rm O}}{v_{\rm IN} \frac{v_{\rm IN}}{{\rm Re}(Z_{\rm IN})}} \right| = \left| G \right|^2 Z_{\rm IN} R_{\rm E} = 1 \qquad (6)$$

将式 (2)、式 (4) 和式 (5) 代入式 (6) 可得, $a_{22}=0$,且 $a_{12}^2 = -|a_{12}|^2$ 。将其代入简化后的式 (4) 可得 $G^2 = -|G|^2$,即

$$G = \frac{1}{a_{12}} = \pm \mathbf{j} |G| \tag{7}$$

因此, 二端口网络 A 的传输矩阵可重写为

$$\boldsymbol{A} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{P}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{T}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{S}} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{0} & \frac{1}{G} \\ \frac{|G|^2}{G} & \boldsymbol{0} \end{bmatrix}$$
(8)

其中, 变压器传输参数矩阵 A_T 为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{T}} = \begin{bmatrix} \frac{L_{\mathrm{P}}}{M} & \frac{\mathrm{j}\omega(L_{\mathrm{P}}L_{\mathrm{S}} - M^{2})}{M} \\ \frac{1}{\mathrm{j}\omega M} & \frac{L_{\mathrm{S}}}{M} \end{bmatrix}$$
(9)

为确定 $A_{\rm P}$ 和 $A_{\rm S}$,需先确定一次侧、二次侧补偿 网络的结构。文献[17,18]的一次侧、二次侧均采用 T 型网络,系统阶数相对较高。为简化系统结构,本文 采用一侧为单电容串联或并联方式,另一侧为 T 型 或 II 型结构,T 型或 II 型的电路和参数如图 2 所示。



2 增益补偿网络的推导

根据单电容补偿的位置和连接方式,第1节所

述的可调增益 WPT 电路可分为四类,见表 1。由于 可调增益网路具有 T型和 II 型两种结构,且 T型和 II 型网络可相互转化,因此同一类电路结构中可互 相转化的 T型和 II 型网络用相同数字标记。本节仅 以输入正弦电压源、一次侧串联电容、二次侧采用 T型或 II 型结构为例,即表 1 中第一类,详细阐述 WPT 可调增益补偿网络及参数的推导过程,其中, $C_{\rm P}$ 和 $C_{\rm S}$ 分别为一次侧、二次侧补偿电容。其他三 类结构具有类似的推导方法,此处不再阐述,对应 的参数设计在表 1 中标明。该方法亦适用于其他高 阶恒流或恒压补偿网络的推导。

采用电容 C_P 串联的一次侧补偿网络传输参数 矩阵为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{P}} = \begin{bmatrix} 1 & -j\omega L_{\mathrm{P}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(10)

式中, $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_{\rm P}C_{\rm P}}}$ 。将式 (9) 和式 (10) 代入式 (8)

可得二次侧补偿网络 As 为

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{S}} = \boldsymbol{A}_{\mathrm{T}}^{-1} \boldsymbol{A}_{\mathrm{P}}^{-1} \boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} -\mathrm{j}\,\boldsymbol{\omega} \boldsymbol{M} \boldsymbol{G} & \frac{\boldsymbol{L}_{\mathrm{S}}}{\boldsymbol{G} \boldsymbol{M}} \\ 0 & \frac{1}{-\mathrm{j}\,\boldsymbol{\omega} \boldsymbol{M} \boldsymbol{G}} \end{bmatrix} \quad (11)$$

2.1 A_s采用T型网络

图 2 中 T 型网络的传输参数矩阵为

$$A_{S_T} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{bmatrix}$$
(12)

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 \\ Z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{L_s}{GM} \\ \infty \end{bmatrix}$$
(13)
-j\omega MG=1

因此, $G = j|G| \pm |G| = \frac{1}{\omega M}$ 。 Z_2 所在支路断路, Z_1+Z_3 呈容性,此时 T 网络可等效为一个电容,电路实际 为传统的 SS 补偿,见表 1,文献[5]亦验证了 SS 补 偿具有式(13)的恒流特性。

2.2 A_s采用 Ⅱ 型网络

图 2 中 Π 型网络的传输参数矩阵为

$$\boldsymbol{A}_{S_{\Pi}} = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{B}}{Z_{C}} & Z_{B} \\ \frac{Z_{A} + Z_{B} + Z_{C}}{Z_{A} Z_{C}} & 1 + \frac{Z_{B}}{Z_{A}} \end{bmatrix}$$
(14)



表 1 可调电流增益的 WPT 电路结构及参数

 $\begin{bmatrix} Z_{\rm A} \\ Z_{\rm B} \\ Z_{\rm C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{j\omega L_{\rm S}}{1+j\omega MG} \\ \frac{L_{\rm S}}{GM} \\ -\frac{L_{\rm S}}{GM(1+j\omega MG)} \end{bmatrix}$ (15)

由式(15)可知, Z_A 、 Z_B 、 Z_C 的阻抗特性并不固定。当G=j|G|时, Z_A 、 Z_B 、 Z_C 的阻抗特性受增益 |G|的大小影响,见表 1。当|G|<1/(ωM)时, Z_A 和 Z_B 呈容性, Z_C 呈感性;当|G|=1/(ωM)时,与T型结构相同,均为基本的SS补偿;当|G|>1/(ωM)时, Z_A 呈感性, Z_B 和 Z_C 呈容性。这三种结构均在有限的范围内调节电流增益的大小。当G=-j|G|时,阻抗特性固定, Z_A 和 Z_C 呈容性, Z_B 呈感性,该结构可实现任意大小的电流增益。其他三类WPT电路结构的电流增益G在T型和II型网络下所对应的阻抗特性亦在表1中详细分列。 表1中各类电路结构均是在理想正弦电压源输入时推导而得。在电路实现中,输入交流信号多采 用全桥或半桥斩波电路,斩波频率为*f*s,输出频率 为*f*s的方波电压 *v*AB,其基波信号为正弦电压,包 含大量*f*s倍数次的高频分量。显然,表1中的各类 电路在这些高频分量输入下不再具有恒流特性,为 保证输出与负载无关的恒流,WPT 变换器需具有抑 制高频分量的能力,也就是输入阻抗在高频状态时 的阻抗幅值无穷大。

本节以表 1 中第一类一次侧串联电容补偿结构 为例,分析其输入阻抗特性。由于 G=-j|G|时的 Π 型网络电路具有更高的增益灵活性,采用如图 3 所 示驱动电路,高频斩波电路采用全桥电路,此时电 路输入阻抗 Z_{IN} 为

$$Z_{\rm IN} = \frac{v_{\rm AB}}{i_{\rm IN}} = \frac{1}{j\omega C_{\rm P}} + j\omega (L_{\rm P} - M) + j\omega M \| \left[j\omega (L_{\rm P} - M) + Z_{\rm A} \| (Z_{\rm B} + Z_{\rm C} \| R_{\rm E}) \right]$$
(16)





其输入阻抗的频率响应如图 4 中 Z_{IN1} 所示,其输入 阻抗随频率增大而趋近无穷,因此该电路在 v_{AB} 方 波电压输入下仍可实现与负载无关的恒流输出,在 表1中用实圈符号④标示。图 4 还给出表1中第二 类二次侧串联电容补偿结构中 G=-j|G|时的 Π 型网 络电路的输入阻抗 Z_{IN2}。显然,Z_{IN2} 随着频率的增 大而趋为 0,无法抑制高频分量,因此该电路仅能 在纯正弦电压输入下实现与负载无关的恒流输出, 在表1中用虚圈符号标示,其他电路的高频分量抑制 特性亦在表1中用实圈符号和虚圈符号标记。





$$v_{\rm IN1} = \frac{4V_{\rm IN}}{\pi} \sin\frac{\pi D}{2} \sin(\omega t + \theta)$$
(17)

式中, V_{IN} 为输入直流电压;D为开关管 $Q_1 \sim Q_4$ 的 PWM 信号占空比。二次侧输出电流与电压关系 如图 5 所示。





输出交流电流 io 的基波信号 io1 为

$$i_{\rm OI} = \frac{4I_{\rm LED}}{\pi}\sin(\omega t + \delta) \tag{18}$$

由于 $G=i_{O1}/v_{IN1}=-j|G|$, 所以

$$G\Big| = \frac{I_{\text{LED}}}{V_{\text{IN}} \sin \frac{\pi D}{2}}$$
(19)

当给定输入电压 V_{IN} 和输出电流 I_{LED}时,将其 代入式(19)求出增益大小,即可通过表1的参数 矩阵求出所需的补偿参数大小。因此,电流增益大 小不再受限于变压器参数,可通过调节补偿参数实 现所需增益。此外,对于其他三类 WPT 电路结构, 若给定电流增益 G 的值,亦可通过表1中对应的参 数矩阵求出所需的补偿参数大小。

4 ZVS 实现

表 1 中的可调增益电路具有同时实现输入阻抗 纯阻性和输出与负载无关的恒流特性,但为实现开 关 $Q_1 \sim Q_4$ 的 ZVS 特性,输入阻抗应呈略感性,同 时为了保证不影响其输出电流的大小,需要研究补 偿参数 C_P 、 C_A 、 L_B 和 C_C 对输入阻抗和输出增益的 灵敏度,找出对输出增益不敏感的参数进行调节, 实现输入阻抗略感性。

图 6 给出四个补偿参数标幺值对输出增益的影响,由图可知, C_c和 C_P对输出增益的影响较小,





因此可用来调节输入阻抗。由于 C_A和 L_B对输出增 益影响较敏感,因此在实际电路设计中,需要采用 准确度较高的 C_A和 L_B。

C_c 和 C_P 对输出增益的敏感度较弱,其对输入 阻抗的影响如图 7 所示。根据图 7 适当调大 C_c 或 C_P 的大小,可实现电压略超前电流一定角度,便于 实现开关管的 ZVS。调节后的 C_c 或 C_P 对输出电流 的影响可通过定频占空比 D 控制实现所需的恒流。





5 实验

为了验证上述分析,本文采用图 3 电路结构和同 一个松耦合变压器,通过采用不同的补偿参数分别实 现 0.5A、1A 和 1.5A 的 WPT LED 驱动电路。变压器 参数为 $L_p=22.07\mu$ H、 $L_s=23.46\mu$ H、 $M=15.24\mu$ H,耦 合系数 k=0.67。LED 负载采用 Cree XRE 系列冷白 色 LED^[20],6只串联,分别工作在 0.5A 和 1A,负载 为 1.5A 时,采用 2 串并联,每串工作电流为 0.75A。 LED 在 25℃和 0.7A 典型驱动电流时的导通压降 $V_F=$ 3.5V, V_F 随电流和温度变化会略有变化。输入电压 $V_{IN}=24V$,占空比 D=0.95,Q₁~Q₄通过 UCC3895 芯片进行移相控制,开关频率为 200kHz。Q₁~Q₄选 用 IRF540,VD₁~VD₄选用 MBRB20150CT。为了实 现 ZVS,一次侧补偿电容 $C_P=30.8nF$,略大于计算值 28.69nF,二次侧 Π 型网络在三种电流下的补偿参数 见表 2。输出滤波器采用 $L_f=200\mu$ H 和 $C_f=200\mu$ F。

|--|

Tab.2	Compensation	parameters	under	three	cases
	1	1			

输出电流/A	$C_{\rm A}/{\rm nF}$	$L_{ m B}/\mu{ m H}$	$C_{\rm C}/\mu{ m F}$
0.5	37.7	57.68	14.7
1.0	50.3	26.81	44
1.5	61.7	18.53	78

图 8a~图 8c 分别给出了三种输出电流下的驱动 信号 v_{GS1} 、桥臂电压 v_{AB} 、输入电流 i_{IN} 和输出电流 I_{LED} 的波形,从图中可以看出,不需要改变变压器 设计和电路结构,分别采用表 2 的补偿参数便可实 现不同大小的恒流输出,满足设计要求,且 i_{IN} 和 v_{AB} 基本同相,近似实现 ZPA,减少无功环流。为 实现 ZVS, v_{AB} 略超前于 i_{IN} ,图 9 以输出 1A 时开 关管 Q_4 为例,给出了开通时的驱动信号 v_{GS4} 、漏源 极电压 v_{DS4} 、输入电流 i_{IN} 和输出电流 I_{LED} 的波形, 表明了 Q_4 可实现 ZVS 开通。











为了验证输出电流与负载无关,图 10 给出了输 出电流为 1A 时,负载从 20Ω 跳变为 10Ω 时的暂态 波形,此处采用电子负载来模拟负载突变现象。由 图 10 可知,输出电流在不同负载下均可实现所需恒 流。同样,输出电流为 0.5A 和 1.5A 时也具有相同 的恒流特性,此处不再重复。不同的负载和输出电 流下的效率曲线如图 11 所示,由于电路中几乎不存 在无功环流,直接输出负载所需恒流,不需要前后 级变化器,效率相对较高,可保证能量高效传输。









图 11 三种电流输出时的效率曲线

Fig.11 Curves of efficiency vs. power under three current

6 结论

为实现高效灵活的 WPT LED 驱动电路,本文 提出一族恒流谐振补偿网络,通过设计补偿参数使 得输出增益具有更高的自由度,简化了变压器设计, 避免了多级功率变换,且同时实现了近似输入阻抗 ZPA 和开关器件 ZVS,减少了无功环流,提高了传 输效率。本文以一次侧串联电容和二次侧采用 Π型 网络为例,采用同一变压器,通过调节补偿参数的 大小实现不同输出恒流,实验结果验证了理论分析 的正确性。本文的设计方法亦可用于其他高阶恒流 或恒压网络的推导。

参考文献

[1] 杨庆新,章鹏程,祝丽花,等.无线电能传输技术

的关键基础与技术瓶颈问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30 (5): 1-8.

Yang Qingxin, Zhang Pengcheng, Zhu Lihua, et al. Key fundamental problems and technical bottlenecks of the wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(5): 1-8.

[2] 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):197-203.

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): 197-203.

- [3] Wu H H, Boys J T, Covic G A, et al. A practical 1.2kW inductive power transfer lighting system using AC processing controller[J]. Industrial Electronics & Applications, 2011, 49(20): 345-350.
- [4] James J E, Chu A, Sabitov A, et al. A series tuned light power IPT stage lighting controller[J]. Energy Conversion Congress & Exposition, 2011, 19(5): 2843-2849.
- [5] 韩洪豆,曲小慧,Wong S C,等.基于恒流源补偿 网络的电磁感应式非接触能量传输的 LED 驱动电路[J].中国电机工程学报,2015,35(20):5286-5292.
 Han Hongdou, Qu Xiaohui, Wong S C, et al. An inductive-power-transferred LED driver with constant-current compensation tanks[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(20): 5286-5292.
- [6] 曹玲玲,陈乾宏,任小永,等.电动汽车高效率无 线充电技术的研究进展[J].电工技术学报,2012, 27(8):1-13.
 Cao Lingling, Chen Qianhong, Ren Xiaoyong, et al.
 Review of the efficient wireless power transmission

Review of the efficient wireless power transmission technique for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 1-13.

 [7] 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 Zhengming, Zhang Yiming, Chen Kainan. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 1-13.

- [8] 王维,黄学良,谭林林,等.磁谐振式无线电能传输系统谐振器参数对传输性能的影响性分析[J].电工技术学报,2015,30(19):1-6.
 Wang Wei, Huang Xueliang, Tan Linlin, et al. Effect
 - analysis between resonator parameters and transmission performance of magnetic coupling resonant wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(19): 1-6.
- [9] Hui S Y R, Zhong W, Lee C K. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer[J].
 IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(9): 4500-4511.
- [10] Ricketts D S, Chabalko M J, Hillenius A. Experimental demonstration of the equivalence of inductive and strongly coupled magnetic resonance wireless power transfer[J]. Applied Physics Letter, 2013, 102(5): 053904-053904(1-4).
- [11] Wang S C, Stielau O H, Covic G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger[J].
 IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [12] Budhia M, Covic G A, Boys J T. Design and optimization of circuit magnetic structures for lumped inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 26(11): 3096-3108.
- [13] Wang S C, Covic G A, Stielau O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 54(1): 148-157.
- [14] Qu X, Han H, Wong S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6329-6337.
- [15] Zhang W, Wong S C, Tse C K, et al. Analysis and

comparison of secondary series- and parallel- compensated inductive power transfer systems operating for optimal efficiency and load-independent voltagetransfer ratio[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(6): 2979-2990.

- [16] SAE International. J2954: wireless charging of electric and plug-in hybrid vehicles[J/OL]. 2010. http://standards. sae.org/wip/j2954/.
- [17] 董纪清,杨上苹,黄天祥,等.用于磁耦合谐振式 无线电能传输系统的新型谐振补偿网络[J].中国 电机工程学报,2015,35(17):4468-4476.
 Dong Jiqing, Yang Shangping, Huang Tianxiang, et al. A novel constant current compensation network for magnetically-coupled resonant wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4468-4476.
- [18] Li S, Li W, Deng J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2261-2273.
- [19] 黄晓生,陈为.用于磁感应耦合式电能传输系统的 新型补偿网络[J].中国电机工程学报,2014,34(18): 3020-3026.

Huang Xiaosheng, Chen Wei. A novel compensation network for ICPT systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(18): 3020-3026.

[20] Cree Inc. Cree xlamp XR-E LED data sheet[J/OL]. 2009. http://www.cree.com/products/pdf/XLamp7090XR-E.pdf.

作者简介

景妍妍 女,1993年生,硕士研究生,研究方向为无线能量传输。 E-mail: 1558391292@qq.com

曲小慧 女,1981年生,博士,副教授,研究方向为 LED 照明技 术、无线电能传输、电力电子可靠性等。

E-mail: xhqu@seu.edu.cn (通信作者)