

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

韩洪豆¹, 曲小慧¹, WONG Siuchung², TSE Chikong²

(1. 东南大学电气工程学院, 江苏省 南京市 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)

An Inductive-power-transferred LED Driver With Constant-current Compensation Tanks

HAN Hongdou¹, QU Xiaohui¹, WONG Siuchung², TSE Chikong²

(1. School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, Jiangsu Province, China;

2. Department of Electronic and Information Engineering, Hong Kong Polytechnic University, Hong Kong SAR, China)

ABSTRACT: The inductive-power-transferred (IPT) light emitting diode (LED) lighting system is convenient, flexible and safe in many applications. To improve the transfer efficiency, compensation tanks are introduced. But output characteristics of the compensated IPT system are complex, having relations with transformer parameters, tank topologies and parameters, switching frequency, and load values. It is known that the equivalent resistances of LED loads readily vary with temperature. Moreover, the loosely coupled transformer is hard to design due to non-uniform magnetic field. These problems challenge the design of an IPT LED driver to provide the required LED current directly. To solve them, this paper proposed an IPT LED driver with the constant-current compensation tank, which decouples the effect of load resistance. With well-designed transformer and compensation tanks, the IPT LED driver can directly generate the required LED current via duty cycle control at the fixed frequency. This paper also gave design steps under the given specifications. The analysis, implementation and verification were detailed in this paper.

KEY WORDS: inductive power transfer (IPT); LED driver; constant-current compensation tanks; transfer efficiency

摘要: 电磁感应式非接触能量传输(inductive power transfer, IPT)的半导体发光二极管(light-emitting diode, LED)照明系统具有便利、灵活、安全等优点。为提高 IPT 的传输效率, IPT 松耦合变压器两边需引入补偿网络。补偿后的 IPT 变换器输出特性十分复杂,其输出电压或电流与变压器参数、补

偿结构和参数、开关频率和负载均有关。而 LED 负载的等效阻抗易随温度变化,松耦合变压器的磁场并不均匀,难以设计,这些问题使得 IPT LED 驱动器难以直接输出 LED 需要的驱动电流。针对此问题,该文提出一种基于恒流源补偿网络的 IPT LED 驱动电路,恒流源补偿网络使得 IPT 输出恒流,解耦电流与负载阻抗的关系,通过提出的变压器参数和补偿参数设计方法,采用定频占空比控制,可直接输出 LED 所需的电流,避免使用后级变换器,避免频率控制带来的频率分叉问题。该文还提出在给定变压器尺寸、气隙、负载范围、效率下的 IPT 系统综合设计方案。最后,搭建了一台 20 W 的 IPT LED 驱动电路,实验结果证明所提出的补偿网络可以准确实现与负载无关的恒流输出,避免无功环流,实现较高的传输效率。

关键词: 电磁感应式非接触能量传输; LED 驱动器; 恒流源补偿网络; 传输效率

0 引言

电磁感应式非接触能量传输(inductive power transfer, IPT)技术由于采用非接触松耦合变压器,可同时实现电气和机械的隔离,具有传输效率高等优点,在中短距场合具有极大的应用潜力,如电动汽车充电^[1]、人工心脏供电^[2]、消费电子^[3]等。

目前, IPT 技术已应用到照明领域中,并展现出独特的优势^[4-5]。传统的照明系统充斥着各式各样的电线、插座,不仅有碍于观瞻,也存在安全隐患。IPT 技术则可灵活方便地实现无接触照明,如舞台照明可节省安装成本,井下照明避免电火花等。随着半导体发光二极管(light-emitting diode, LED)技术的发展,LED 照明已成为照明领域的主流^[6]。LED

基金项目: 国家自然科学基金项目(51107009)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51107009).

是电流型器件,因此 IPT LED 驱动电路应提供 LED 需要的直流驱动电流。

IPT 技术的核心器件是松耦合变压器,由于存在不可避免的气隙,变压器漏感较大,给 IPT 变换器带来无功环流,减少了有功能量的输出。为提高 IPT 变换器的传输效率,补偿漏感能量,松耦合变压器两边需加入补偿网络。引入补偿网络的 IPT 变换器的传输特性十分复杂,与松耦合变压器参数、补偿结构和参数、工作频率、负载阻抗等均有关^[7]。松耦合变压器由于气隙的存在,其磁场分布并不均匀,变压器难以设计。而 LED 的伏安特性随温度非线性变化,即使固定 LED 负载,其等效阻抗也随温度发生变化^[8]。这些特性使得 IPT LED 驱动电路难以直接提供 LED 所需的恒定电流。

为实现负载所需电流,通常在 IPT 变换器输出端级联后级变换器^[9],通过后级变换器调节负载需要的输出,但额外的电路和控制增加了系统的成本,降低了可靠性。为实现一定负载范围内的 IPT 稳定输出,可采用变频控制方式,但变频控制带来无功环流,增加器件应力和变压器体积,降低变换器的传输功率和效率^[10]。文献[11]通过变频控制实现输入电压与电流间的零相位差(zero phase angle, ZPA),减小无功环流,提高传输功率,但无法直接输出负载所需电流,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。定频占空比控制可实现特定负载下的所需电流输出,并实现变压器和补偿参数的优化;但当负载变化时,该控制方式无法补偿负载阻抗对输出特性的影响,难以实现恒定电流输出。

如果 IPT 变换器输出特性呈恒流源特性,可解耦输出电流与负载阻抗的关系,通过合理设计变压器参数和补偿参数,采用定频占空比控制,可直接输出 LED 所需的电流,那么可避免使用后级变换器,避免变频控制带来的频率分叉,实现变压器和补偿网络的优化设计。本文从松耦合变压器模型出发,提出恒流源输出的 IPT LED 驱动电路的补偿网络结构,分析了基于该结构的输出电流、输入阻抗、传输效率、控制方式之间的关系,并提出给定变压器尺寸、气隙、负载范围、效率的 IPT 系统综合设计方案。最后,本文搭建了一台 20 W 的 IPT LED 驱动电路的原理样机,进行实验验证。

1 恒流源型补偿网络选择

为补偿漏感能量, IPT 变换器常在松耦合变压

器原副边引入补偿电容与其电感谐振,按照原副边电容的连接方式,其常见的补偿结构可分为串串(SS)、串并(SP)、并串(PS)、并并(PP)结构^[12],如图 1 所示。为得到恒流源型补偿网络,此处结合变压器模型进行分析。

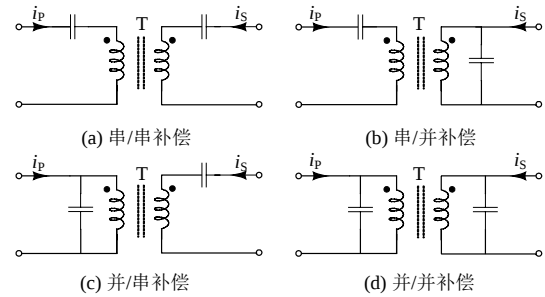


图 1 IPT 变换器的补偿方式

Fig. 1 Compensation tanks of IPT converter

图 2 给出松耦合变压器 T 的等效模型。图中: L_p 、 L_s 分别为变压器原、副边电感; M 为互感。IPT 变换器的直流输入电压 U_{IN} 经过桥式电路斩波成频率为 f_{sw} 的方波信号,其基波分量为 u_{IN} 。定义原边阻抗 $Z_p = j\omega L_p$, 副边阻抗 $Z_s = j\omega L_s + R$, R 为 LED 等效阻抗。根据变压器耦合理论,有

$$\vec{u}_{IN} = \vec{i}_p Z_p + j\omega M \vec{i}_s \quad (1)$$

$$j\omega M \vec{i}_p = -\vec{i}_s Z_s \quad (2)$$

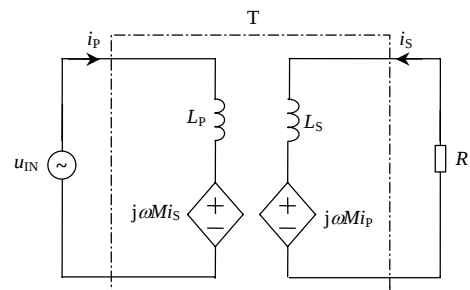


图 2 松耦合变压器 T 的等效模型

Fig. 2 Equivalent model of loosely coupled transformer

将式(2)代入式(1), 可得

$$\vec{i}_s = -\frac{j\omega M \vec{u}_{IN}}{Z_p Z_s + \omega^2 M^2} \quad (3)$$

为实现输出电流为恒流源, i_s 需与负载 R 无关。从式(3)可得, 即 $Z_p Z_s = 0$ 。可见, Z_s 包含负载 R , $Z_s \neq 0$, 为实现恒流源输出, 需保证 $Z_p = 0$ 。为实现 $Z_p = 0$, 原边可简单串入电容 C_p 与 L_p 谐振, 那么 C_p 需满足:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} = 2\pi f_{sw} \quad (4)$$

此时, 负载输出电流为

$$\vec{i}_o = -\vec{i}_s = j \frac{\vec{u}_{IN}}{\omega M} \quad (5)$$

对于固定气隙场合, M 不变; 因此, 原边电容串联补偿结构可实现恒流源输出。若原边采用电容并联补偿, 则无法实现 $Z_p=0$ 。补偿网络也可采用多个谐振器件实现 $Z_p=0$, 如 LCL 网络结构^[13], 采用额外的电感和电容来实现恒流输出。由于原边电容串联补偿器件少, 因此本文采用该方式实现恒流源输出。

原边电容串联补偿结构实现了恒流输出, 此时变换器输入阻抗为

$$Z_{IN} = j\omega L_p + \frac{1}{j\omega C_p} + Z_R = Z_R = \frac{j\omega M \bar{i}_s}{\bar{i}_p} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} \quad (6)$$

式中 Z_R 为 Z_s 折算到原边侧的反映阻抗。

为避免 IPT 变换器中的无功分量, 提高传输效率, 需使 Z_{IN} 为纯阻性, 实现 ZPA。由式(6)可知, Z_s 中包含感性阻抗, 为实现 ZPA, 副边需引入补偿网络。副边串联电容 C_s 与 L_s 谐振可实现 $Z_s=R$ 。 C_s 需满足:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = 2\pi f_{sw} \quad (7)$$

通过以上分析可知, 原边电容串联补偿可实现恒流源输出, 副边电容串联补偿可实现 ZPA, 因此, 本文选用 SS 补偿结构。

2 输出电流和控制

补偿后的 IPT LED 驱动电路如图 3 所示, 其中 T 为松耦合变压器。当原副边补偿网络均工作在相同的谐振频率时, 电流增益 G_{iss} 与负载无关, 有

$$G_{iss} = \frac{i_o}{u_{IN}} = \frac{1}{\omega M} \quad (8)$$

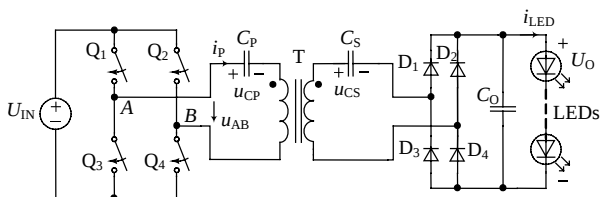


图3 采用SS补偿的IPT LED驱动电路

Fig. 3 IPT LED driver with SS compensation tank

当输入电压不变时, 该驱动电路在大的负载范围内可提供恒定的输出电流。当输入电压变化时, 为输出恒定的电流, 可采用定频占空比控制, u_{IN} 与占空比 D 满足:

$$u_{IN}(t) = \frac{4U_{IN}}{\pi} \sin \frac{\pi D}{2} \sin(\omega t + \theta) \quad (9)$$

通过调节 Q_1 — Q_4 的占空比 D , 可实现所需的输出电流 I_o (见式(10)), 该方法控制简单, 可采用

UCC3895 等芯片实现。

$$I_o = \frac{8U_{IN}}{\pi^2} \sin \frac{\pi D}{2} \cdot \frac{1}{\omega M} \quad (10)$$

上述分析忽略了原副边线圈的寄生电阻 R_{WP} 、 R_{WS} , 当考虑其影响时, 电流增益 G_{iss} 为

$$G_{iss} = \frac{\omega M}{R_{WP}(R_{WS} + R) + \omega^2 M^2} \quad (11)$$

通常 R_{WP} 和 R_{WS} 相对于负载 R 而言较小, 电流增益随负载变化略有变化, 此时可通过定频占空比控制消除其对输出电流的影响, 实现恒流输出。

3 IPT 传输效率

传输效率是感应式能量传输系统十分重要的问题。为实现高效输出, 现对系统效率 η 进行分析。系统效率 η 可分为两部分: 变压器原边效率 η_p 和副边效率 η_s , 如图 4 所示。

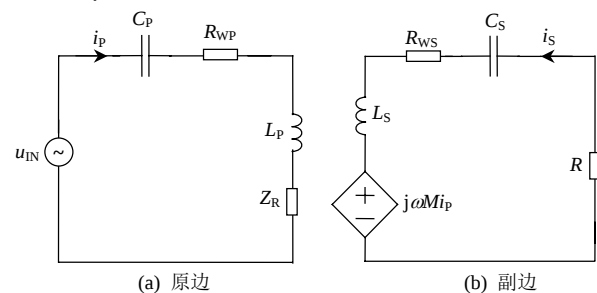


图4 变压器原副边等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits

系统效率为

$$\eta = \eta_p \eta_s \quad (12)$$

其中,

$$\eta_p = \frac{\text{Re}(Z_R)}{\text{Re}(Z_R) + R_{WP}} \quad (13)$$

$$\eta_s = \frac{R}{R + R_{WS}} \quad (14)$$

对于 SS 补偿结构, 有

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{R + R_{WS}} \quad (15)$$

将式(13)—(15)代入式(12), 可得

$$\eta = (\omega^2 M^2) / [\omega^2 M^2 + 2R_{WP}R_{WS} + R_{WP}R + (\omega^2 M^2 + R_{WP}R_{WS}) \cdot \frac{R_{WS}}{R}] \quad (16)$$

由 $d\eta/dR=0$ 可得系统的最大效率及最优负载。最优负载 R_{OPT} 为

$$R_{OPT} = \omega M \sqrt{\frac{L_s}{L_p}} \cdot \sqrt{\frac{Q_{WP}}{Q_{WS}} + \frac{1}{k^2 Q_{WS}^2}} \quad (17)$$

式中: $Q_{WP,S} = \omega L_{P,S} / R_{WP,S}$ 为原、副边线圈的品质因数;
 $k = M / \sqrt{L_P L_S}$ 为变压器的耦合系数。

通常变压器的原副边线圈采用相同的导线,
 $Q_{WP} = Q_{WS}$, 且 $k^2 Q_{WP}^2 \gg 1$, 那么式(17)可简化为

$$R_{OPT} \approx \omega M \sqrt{L_S / L_P} \quad (18)$$

系统的最大效率 η_{MAX} 为

$$\eta_{MAX} = \frac{1}{1 + \frac{2}{k^2 Q_{WP} Q_{WS}} (\sqrt{1 + k^2 Q_{WP} Q_{WS}} + 1)} \quad (19)$$

由式(19)可知, 系统效率随 k 和 Q_{WP} 、 Q_{WS} 的增大而增大。

因此, 在设计时, 应保证负载阻抗接近最优负载, 且选用 Q_{WP} 、 Q_{WS} 足够高的导线, 设计 k 尽量大, 保证系统的高效率输出。

4 松耦合变压器的设计

松耦合变压器设计是感应式能量传输 LED 驱动电路设计的核心, 补偿网络参数、电流增益及最优负载等均与松耦合变压器参数有关。松耦合变压器由于气隙较大, 磁场分布不均匀, 其计算和设计十分复杂^[14]。在许多场合, 为降低成本, 松耦合变压器不使用磁芯, 磁场由原副边线圈中的电流感应产生, 变压器参数可通过经验公式得到^[15]。但该方法耦合系数较低, 且当空间分布的磁场强度足够大时, 会对人体造成伤害^[16]。为避免电磁干扰, 文献[17]提出一种电磁屏蔽措施, 将原副边线圈夹在高磁导率的平面磁芯内, 这样可以提高耦合系数, 减少磁通泄露; 磁平面外侧铺有铝屏蔽层, 可以有效避免电磁干扰。因此, 本文采用该结构, 原副线圈采用螺旋绕制, 横截面如图 5 所示。

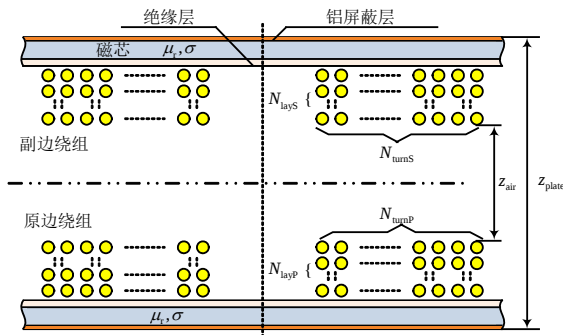


图 5 磁平面和绕组的截面图

Fig. 5 Cross section of magnetic plates and windings

文献[18-20]给出了基于磁平面半径无穷大的线圈自感和互感计算方法。在实际设计中, 保证变压器绕组半径不超过磁平面半径的一半, 自感和互

感的计算也可采用以上方法^[21]。尽管以上文献给出了变压器参数的计算方法, 但设计能够满足给定气隙、变压器尺寸、输出电流、负载范围, 以及效率等多个要求的松耦合变压器仍十分困难, 需通过反复迭代设计才能满足所有指标要求, 其迭代过程如图 6 所示。具体步骤叙述如下:

1) 初选开关频率 f_{sw} 。由于变压器参数和补偿网络参数均与频率有关, 因此变压器的设计过程从初设频率开始。

2) 根据已设 f_{sw} 和输入电压及负载电流要求, 初设占空比 D , 由式(10)求出满足负载电流所需的 M , 设负载所需要的 M 为 M_{req} 。

3) 计算 LED 额定等效阻抗, $R_{LED} = 8U_{LED} / (\pi^2 I_{LED})$ 。令 $R_{OPT} = R_{LED}$, 根据式(18)求出 L_S / L_P 。

4) 初选变压器磁芯及原副边线圈材料。选择可工作在频率 f_{sw} 的磁芯材料, 如 Ferroxcube 公司的铁氧体磁芯 3F3 的工作频率为 200~500 kHz, 而 3C90 则工作在 200 kHz 以下。为减少集肤效应, 提高 Q_{WP} 、 Q_{WS} , 线圈材料通常选用利兹线。

5) 为提高耦合系数, 原、副边线圈采用同轴绕制, 匝数分别为 N_P 、 N_S 。令 $\beta = P$ 或 S , N_{β} 匝线

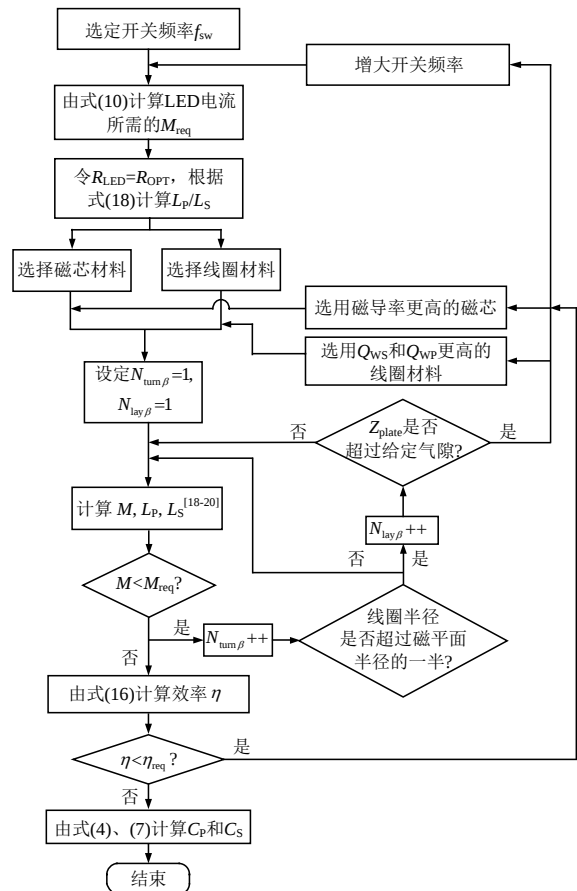


图 6 变压器及系统设计流程

Fig. 6 Design chart of an IPT system with transformer

圈采用分层绕制, 每层绕制 $N_{\text{turn}\beta}$ 匝, 共 $N_{\text{lay}\beta}$ 层, 那么 $N_{\beta}=N_{\text{lay}\beta}N_{\text{turn}\beta}$ 。

6) 初设 $N_{\text{lay}\beta}=1, N_{\text{turn}\beta}=1$, 根据文献[18-20]计算公式, 计算 $M、L_P、L_S$ 。

7) 如果 $M<M_{\text{req}}$, 增加 $N_{\text{turn}\beta}$, 代入步骤 6), 重新计算 $M、L_P、L_S$, 直到 $M\geq M_{\text{req}}$, 且 L_S/L_P 满足步骤 3) 的要求。如果线圈半径未超过磁芯平面半径的一半, 保持 $N_{\text{lay}\beta}$ 不变, 否则增加 $N_{\text{lay}\beta}$, 重新迭代计算使其满足要求。

8) 在给定气隙 z_{air} 下, 步骤 7) 中增加绕组层数 $N_{\text{lay}\beta}$ 会增大变压器高度 z_{plate} 。如果 z_{plate} 超过了给定变压器尺寸要求, 则需增大开关频率, 或采用磁导率更高的磁芯材料, 或选用 $Q_{\text{WP}}、Q_{\text{WS}}$ 更高的线圈材料, 重新迭代以上步骤, 减小变压器高度, 使其满足给定尺寸要求。

9) 根据设计出的 $M、L_P、L_S$, 计算 $k、R_{\text{WP}}$ 和 R_{WS} 。由式(16), 计算给定负载范围的系统效率 η 。

10) 如果 η 小于设计要求给定的效率 η_{req} , 则需增大开关频率, 或采用磁导率更高的磁芯材料, 或选用 $Q_{\text{WP}}、Q_{\text{WS}}$ 更高的线圈材料, 重新迭代计算, 直到 7)、8)、9) 均满足要求, 即在给定变压器尺寸的条件下, 高效地输出所需的负载电流。

11) 由 $f_{\text{sw}}、L_P、L_S$, 根据式(4)、(7)计算原边补偿电容 C_P 和副边补偿电容 C_S 。

完成步骤 1) ~ 11), 设计结束。

5 实验验证

为了验证上述分析, 本文搭建了一台 20 W 的原理样机, 负载采用 Cree XRE 系列冷白色 LED^[22], 其额定电流为 0.35 A, 工作在 25℃时的导通压降 $U_F=3.3\text{ V}$ 。3 条 LED 支路并联, 总负载电流 $I_{\text{LED}}=1.05\text{ A}$ 。为验证其输出恒流特性, 分别设计每条支路采用 5 只串联 LED_{3×5} 和 6 只串联 LED_{3×6} 的连接方式。全桥电路的 Q₁—Q₄ 采用 UCC3895 芯片移相控制, 开关频率 $f_{\text{sw}}=200\text{ kHz}$ 。磁平面选用 Ferroxcube 公司的铁氧体材料 3F3, 其相对磁导率为 $\mu_r=2000$, 电导率 $\sigma=0.5\text{ S/m}$ 。磁平面尺寸为 $70\times85\times4\text{ mm}^3$, 气隙长度为 10 mm, 如图 7 所示, 此处省略铝屏蔽层。线圈材料选用利兹线 AWG42, 原副边匝数 $N_P:N_S=20:20$, $Q_{\text{WP}}=Q_{\text{WS}}\approx45$, $N_{\text{layP}}=N_{\text{layS}}=1$, 图 8 给出原边线圈绕制图, 副边线圈与其类似。变压器参数测量采用以下方式: 副边线圈开路时, 测得原边线圈电感为 L_P ; 原边线圈开路时, 测得副边线圈电感为 L_S ; 副边线圈短路时, 测得原边线圈电感为

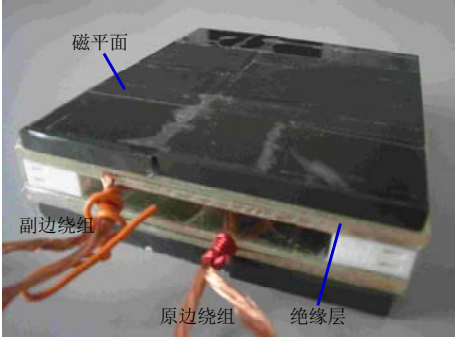


图 7 松耦变压器的实物图

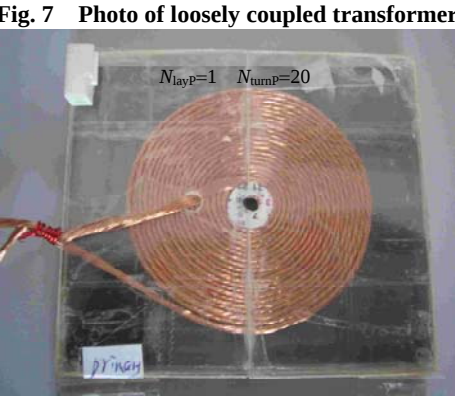


图 8 原边绕组的实物图

Fig. 8 Photo of primary winding

L_1 ; 原边线圈短路时, 测得副边线圈电感为 L_2 。那么, 变压器互感 M 可由以上参数计算得到:

M = \sqrt{L_P L_S - L_1 L_2} = \sqrt{L_P L_S - L_P L_2} (20)

变压器参数如表 1 所示, 可见测量值和理论值基本吻合。原边补偿电容 $C_P=28\text{ nF}$, 副边补偿电容 $C_S=24.7\text{ nF}$ 。额定输入电压 $U_{\text{IN}}=24\text{ V}$, 占空比 $D=0.95$ 。

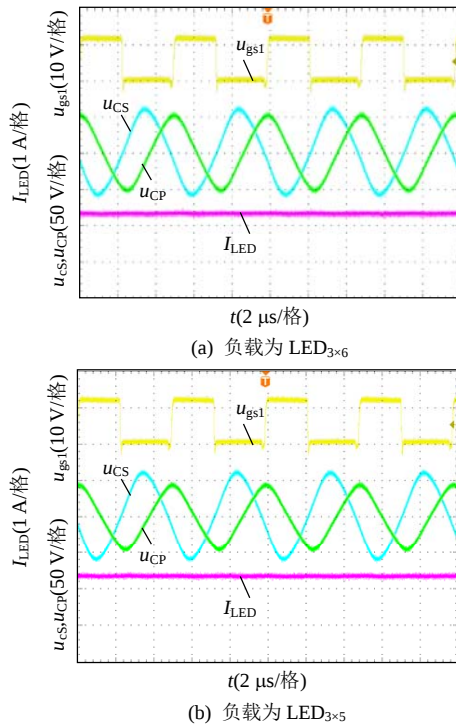
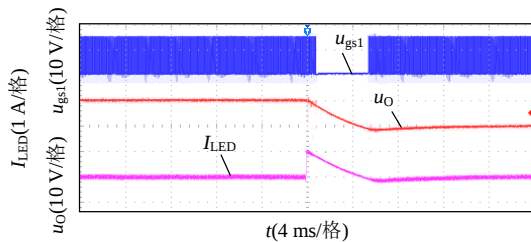
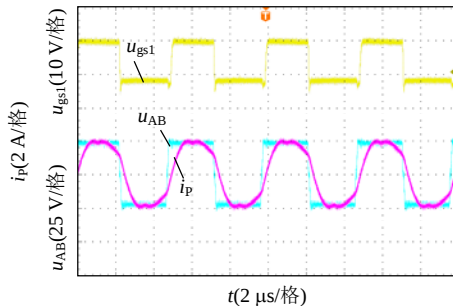
表 1 变压器参数计算值与测量值

Tab. 1 Calculated and measured transformer parameters

变压器参数	μH	
	计算值	测量值
L_P	24.75	22.07
L_S	24.75	23.46
M	16.83	15.24
k	0.68	0.67

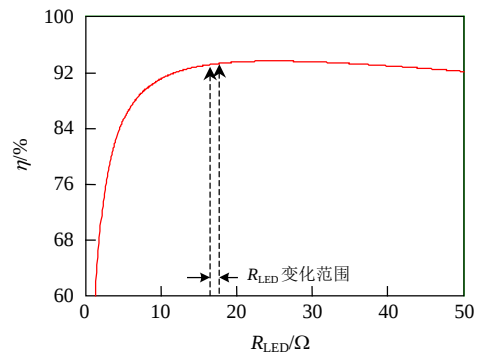
图 9(a)、(b) 分别给出负载采用 LED_{3×5} 和 LED_{3×6} 时的开关管 Q₁ 驱动电压 u_{gs1} 、电容电压 u_{CP} 、 u_{CS} 和 LED 输出电流波形。如图 9 所示, LED 电流在负载变化时保持不变, 均为 1.05 A。图 10 给出了负载从 20 Ω 跳变到 10 Ω 的负载输出电压 u_O 和输出电流 I_{LED} 的动态波形。图 10 与图 9 一致, 均验证了 SS 补偿可实现恒流输出的特性。

当负载采用 LED_{3×6} 时, 全桥斩波后的输入电压 u_{AB} 和原边电流 i_P 波形如图 11 所示。此时, u_{AB}

图 9 电容电压 u_{CP} , u_{CS} 和 LED 输出电流 I_{LED} 波形图Fig. 9 Waveforms of u_{CP} , u_{CS} and I_{LED} 图 10 负载跳变时的输出电压 u_O 和负载电流 I_{LED} 波形图Fig. 10 Dynamic waveforms of output voltage u_O and I_{LED} 图 11 输入电压 u_{AB} 和原边电流 i_p 的波形图Fig. 11 Waveforms of input voltage u_{AB} & primary current i_p

与 i_p 基本同相, 实现 ZPA, 避免无功环流。为便于实现 ZVS, 在设计时应使电流略滞后于输入电压。由于设计中保证 LED 等效阻抗接近 R_{OPT} , 因此该 IPT LED 变换器具有较高的效率。当 $U_F=3.3V$, 即 LED 负载等效阻抗 R_{LED} 为 18.86Ω 时, 测量的系统效率为 92.6%, 与式(16)计算出的效率 93.3% 基本一致。根据 LED 手册, 当温度上升 $50^\circ C$ 时, U_F 从 $3.3V$ 降到 $3.1V$, 那么 R_{LED} 从 18.86Ω 降到 17.71Ω ,

由图 12 可以看出, 随着负载的减小, 效率略微下降, 但在负载变化的范围内, 系统效率仍超过 92%, 保证能量高效输出。

图 12 效率与 LED 等效负载 R_{LED} 的关系图Fig. 12 Efficiency curve versus the load resistor R_{LED}

6 结论

针对 IPT 变换器的传输特性与负载、频率等多个因素有关, 在一定的负载和电压范围内难以直接提供 LED 所需电流, 本文提出一种基于 SS 补偿结构的 IPT LED 驱动电路, 解决上述问题, 通过理论分析与实验验证, 得到以下结论:

1) 当 C_P 和 C_S 分别与 L_P 、 L_S 谐振时, 输出电流仅与输入电压和互感有关, 与负载无关, 输出恒定的电流。

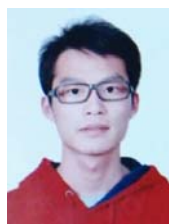
2) 输入阻抗为纯阻性, 能够实现 ZPA, 减少无功环流。

3) 针对松耦合变压器难以设计的问题, 本文给出了一套完整的设计方案, 通过迭代的方法, 直至满足设计要求, 实验结果验证了上述设计方案的有效性。

参考文献

- [1] 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 technique for electric vehicles[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(8): 1-13(in Chinese).
- [2] Chen C, Wong S C, Tse C K, et al. Analysis, design and control of a transcutaneous power regular for artificial hearts[J]. IEEE Trans. on Biomedical Circuit and Systems, 2009, 3(1): 23-31.
- [3] Jang Y, Jovanovic M M. A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 520-527.

- [4] Wu H H, Boys J, Covic G, et al. A practical 1.2 kW inductive power transfer lighting system using AC processing controllers[C]//Proceedings of IEEE Industrial Electronics and application. Beijing, China: IEEE, 2011: 345-350.
- [5] James J E, Chu A, Sabitov A, et al. A series tuned light power IPT stage lighting controller[C]//Proceedings of IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Phoenix, AZ, USA: IEEE, 2011: 2843-2849.
- [6] 廖志玲, 阮新波. 半导体照明工程的现状和发展趋势[J]. 电工技术学报, 2006, 21(9): 106-111.
Liao Zhiling, Ruan Xinbo. Present status and developing trend of the semiconductor lighting[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(9): 106-111(in Chinese).
- [7] 武瑛, 严陆光, 徐善纲. 新型无接触电能传输系统的稳定性分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 24(5): 63-66
Wu Ying, Yan Luguang, Xu Shangang. Stability analysis of new contactless power delivery system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 24(5): 63-66(in Chinese).
- [8] Qu Xiaohui, Wong S C, Tse Chi K. Temperature measurement technique for stabilizing light output of RGB LED lamps[J]. IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, 2010, 59(3): 661-670.
- [9] Covic G A, Boys J T. Inductive power transfer[J]. Proceeding of the IEEE, 2013, 101(6): 1276-1289.
- [10] Wang C S, Stielau O H, Covic G A. Design consideration for a contactless electric vehicle battery charger[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [11] Wang C S, Covic G A, Stielau O H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer system[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2004, 54(1): 148-157.
- [12] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 44-50.
Sun Yue, Xia Chenyang, Dai Xin, et al. Analysis and optimization of mutual inductively coupled power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 44-50(in Chinese).
- [13] 周豪, 姚刚, 赵子玉, 等. 基于 LCL 谐振型感应耦合电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 9-16.
Zhou Hao, Yao Gang, Zhao Ziyu, et al. LCL resonant inductively coupled power transfer systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(33): 9-16(in Chinese).
- [14] Stielau O H, Covic G A. Design of loosely coupled inductive power transfer systems[C]//Proceedings of IEEE Power system technology. Perth, WA, USA: IEEE, 2000: 85-90.
- [15] Kalantarov P L, Zeitlin L A. Inductance calculation [M]. 3rd Ed. Leningrad, EnergoAtomizdat, 1986: 294.
- [16] Christ A, Douglas M, Nadakuduti J, et al. Assessing human exposure to electromagnetic fields from wireless power transmission systems[J]. Proceeding of IEEE, 2013, 101(6): 1482-1493.
- [17] Kim J, Kong S. Coil design and shielding methods for a magnetic resonant wireless power transfer system [J]. Proceeding of IEEE, 2013, 101(6): 1332-1342.
- [18] Roshen W A, Turcotte D E. Planar inductors on magnetic substrates[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1988, 24(6): 3213-3216.
- [19] Roshen W A. Analysis planar sandwich inductors by current images[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1990, 26(5): 2882-2887.
- [20] Hurley W G, Duffy M C. Calculation of self-and mutual impedances in planar sandwich inductors[J]. IEEE Trans. on Magnetics, 1997, 33(3): 2282-2290.
- [21] Su Y P, Liu X, Hui S Y R. Mutual inductance calculation of movable planar coils on parallel surfaces[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(4): 1115-1123.
- [22] Cree Inc. Cree Xlamp XR-E LED [EB/OL]. [2014-05-09]. <http://www.cree.com/products/pdf/XLamp7090XR-E.pdf>.



韩洪豆

收稿日期: 2015-01-08。

作者简介:

韩洪豆(1992), 男, 硕士研究生, 研究方向为非接触式能量传输, 837936502@qq.com;

曲小慧(1981), 女, 博士, 讲师, 研究方向为 LED 照明技术、无线电能传输技术、新能源发电等, xhqu@seu.edu.cn;

Wong Siuchung(1961), 男, 博士, 教授, 研究方向为 LED 照明技术、电动汽车非接触能量传输技术及功率变换器非线性建模等;

Tse Chikong(1965), 男, 博士, 教授, IEEE Fellow, 研究方向为电子功率变换技术、电子混沌技术及复杂网络分析和应用等。

(责任编辑 李婧妍)