

基于 LC 补偿的单开关 ECPT 系统研究*

牟宪民¹, 李佳霖¹, 郭骥巍¹, 彭峰华²

(1.大连理工大学 电气工程学院, 辽宁 大连 116024; 2.国网湖南省电力有限公司, 湖南 长沙 410004)

摘要: 单开关 DC-DC 变流器的电场耦合式无线电能传输系统可以提高系统的工作频率, 但开关管承受的截止电压很高。提出了一种使用 LC 补偿网络的单开关 Buck-Boost 电场耦合的无线电能传输系统, 引入的 LC 补偿网络可以降低开关管的电压应力。另一方面, 一定程度上减小了输出受负载变化的影响。同时, 变流器等效工作在电流源模式, 耦合电容较小时可以有效地传输功率。且电路能够实现软开关, 电路的控制更加容易和安全。仿真和实验结果表明了理论分析的有效性。

关键词: 单开关; LC 补偿; 电场耦合; 无线电能传输; 软开关

中图分类号: TM92

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.212059

中文引用格式: 牟宪民, 李佳霖, 郭骥巍, 等. 基于 LC 补偿的单开关 ECPT 系统研究[J]. 电子技术应用, 2022, 48(7): 124-130.

英文引用格式: Mu Xianmin, Li Jialin, Guo Jiwei, et al. Research on single switch ECPT system based on LC compensation[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(7): 124-130.

Research on single switch ECPT system based on LC compensation

Mu Xianmin¹, Li Jialin¹, Guo Jiwei¹, Peng Fenghua²

(1.School of Electrical Engineering, Dalian University of Technology, Dalian 116024, China;

2.State Grid Hunan Electric Power Company Limited, Changsha 410004, China)

Abstract: The electrical capacitive power transfer(ECPT) system of a single-switch DC-DC converter can increase the operating frequency of the system, but the switching tube is subjected to a high cut-off voltage. This paper proposes a single-switch Buck-Boost radio energy transmission system using LC compensation network. The introduced LC compensation network can reduce the voltage stress of the switching tube. On the other hand, the output is somewhat affected by load changes. At the same time, the converter works in the current source mode, and the coupling power can be used to transmit power efficiently. And the circuit can realize soft switching, and the control of the circuit is easier and safer. Simulation and experimental results show the validity of theoretical analysis.

Key words: single switch; LC compensation; capacitive couple; wireless power transfer; soft switching

0 引言

相比于磁场式无线电能传输技术, 电场耦合式无线电能传输(Electrical Capacitive Power Transfer, ECPT)系统不存在涡流损耗, 效率更高, 因而得到了广泛的关注^[1-3]。ECPT 系统利用耦合金属板间的高频电场传输能量, 结构如图 1 所示, 包括高频电源、补偿网络、耦合机构、整流电路和负载等几部分^[4-5]。

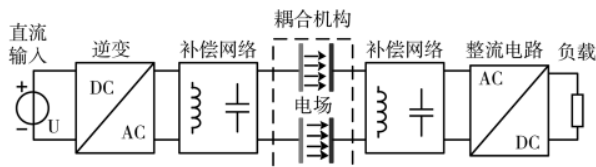


图 1 电场耦合式无线电能传输系统结构图

ECPT 系统的发射电源一般使用桥式逆变器, 当系统工作在高频时, 驱动电路很难满足同一桥臂两个开关管的死区时间。发射端和输出桥式整流电路各需要 4 个半导体二极管, 数目很多, 开关损耗较大^[6-7]。

变流器包含较多开关元件, 使其栅极驱动变得复杂, 电路板布局不易实现。这些特性通常会导致更高的成本和更低的可靠性, 特别是对于大功率的应用时更加明显。

国内外的研究人员简化了发射电源的结构, 提出了不同的发射电源逆变电路^[8-10]。文献[9]讨论了使用单开关管的各种不同拓扑结构的 DC-DC 变流器, 实现了电场耦合无线电能传输系统。其逆变侧使用了一个开关管, 整流侧使用了一个二极管, 显著提高了系统的工作效率。系统的开关工作频率为 200 kHz, 频率较低。开关管的关断电压达到了 1 200 V, 电压应力较高。文中未对

* 基金项目: 国家自然科学基金(51877025)

软开关进行研究,当频率和功率都较高时,系统的传输效率 and 安全性降低。

文献[10,11]基于 E 类放大器研究了 CPT 系统的零电压开通过程。同时通过并联在耦合电容的小电容来控制输出功率大小。但其并联电容约束较多,电路实现条件复杂,使用了多个开关管,系统灵活性不够好。

为提高 ECPT 系统传输效率和传输功率,各种 LC 补偿技术被广泛应用于无线传输系统中^[12-16]。其中包括 L 补偿、LC 补偿网络和 LCLC 补偿网络。其中 L 补偿,由于 ECPT 系统的耦合电容较小,补偿电感值很大,体积大并且笨重,不利于实际应用。LCLC 补偿网络补偿效果好,可以并入更多的电容从而减小补偿电感的值^[13-14]。但是 LCLC 补偿网络的元件较多,系统稳定性需要特别关注,增加系统的复杂程度,系统成本和重量随之增加。其他还有 CLC 或 LCC 等谐振式补偿网络^[15-16],其工作原理和双边 LCLC 补偿网络类似。补偿网络中更多的元件会在电路中引起额外的损耗,降低系统效率,不是补偿网络的最佳选择。

本文将 LC 补偿网络引入到单开关的 ECPT 系统,在工作频率较高时,使得补偿的电感可以较小,同时具有 L 补偿和 LCLC 高阶补偿的优点。LC 补偿网络的特点使单开管 DC-DC 变流器的输出电压更加稳定。首先分析 LC 补偿网络的电气特性,然后通过仿真分析单开关 DC-DC 变流器的 ECPT 系统的工作过程,最后系统设计完成样机的实验。

1 LC 补偿网络特性研究

图 2 给出了 LC 补偿网络的 ECPT 系统的简化等效电路模型。

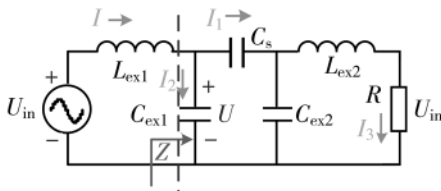


图 2 简化的 ECPT 系统

当 $L_1=L_2$ 时,为对称 LC 补偿。 $L_1 \neq L_2$ 时,为不对称 LC 补偿。

1.1 对称 LC 补偿网络的特性

由对称补偿网络,设:

$$\begin{cases} C_{ex1}=C_{ex2}=C \\ L_{ex1}=L_{ex2}=L \\ \frac{1}{\sqrt{L_{ex1} \cdot C_{ex1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{ex2} \cdot C_{ex2}}} = \omega \end{cases} \quad (1)$$

其中 ω 为 LC 补偿网络的谐振频率。考虑 L_{ex1} 右侧的网络阻抗,可以得到:

$$Z = \frac{RC_s + j\omega LC_s + RC}{2j\omega RCC_s - C_s + j\omega RC^2} \quad (2)$$

计算出电流:

$$I = \dot{U}_{in} \frac{2j\omega RCC_s - C_s + j\omega RC^2}{-RC_s} \quad (3)$$

分流定理得到:

$$I_1 = I \cdot \frac{1}{\frac{j\omega C}{Z}} = -j\omega C \cdot \dot{U}_{in} \quad (4)$$

再次分流定理得到:

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{1}{\frac{j\omega C}{R}} = -\frac{\dot{U}_{in}}{R} \quad (5)$$

化简可以得到输出输入电压比:

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{in}} = -1 \quad (6)$$

因此,只要满足补偿电感与电容的谐振频率和系统工作频率相同,系统输出电压与耦合电容的大小无关。

1.2 不对称 LC 补偿对输出影响

两侧 LC 补偿网络参数不同,仍需满足谐振频率相等条件:

$$\begin{cases} C_{ex1} \neq C_{ex2} \\ \frac{1}{\sqrt{L_{ex1} \cdot C_{ex1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{ex2} \cdot C_{ex2}}} = \omega \end{cases} \quad (7)$$

讨论过程同上,先得到:

$$Z = \frac{RC_s + j\omega L_{ex2}C_s + RC_{ex2}}{j\omega RC_{ex1}C_s - \omega^2 L_{ex2}C_{ex1}C_s + j\omega RC_{ex1}C_{ex2} + j\omega RC_{ex2}C_s} \quad (8)$$

计算出电流:

$$I = -\dot{U}_{in} \frac{j\omega RC_{ex1}C_s - \omega^2 L_{ex2}C_{ex1}C_s + j\omega RC_{ex1}C_{ex2}(C_{ex1} + C_s)}{\omega RL_{ex1}C_{ex2}C_s} \quad (9)$$

分流定理得到:

$$I_1 = I \cdot \frac{1}{\frac{j\omega C_{ex1}}{Z}} = \frac{\dot{U}_{in}}{j\omega L_{ex1}} \quad (10)$$

再次分流定理得到:

$$I_2 = I_1 \cdot \frac{1}{\frac{j\omega C_{ex2}}{R}} = -\frac{\dot{U}_{in}}{R} \cdot \frac{C_{ex1}}{C_{ex2}} \quad (11)$$

得到输出与输入电压比:

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{in}} = -\frac{C_{ex1}}{C_{ex2}} \quad (12)$$

输出输入电压比与并联电容有关,显然,当 $C_{ex1}=C_{ex2}$

时, $\dot{U}_o = -\dot{U}_{in}$ 。通过改变谐振电容大小可以较为灵活地控制输出电压的大小。

2 单开关管的 ECPT 系统

2.1 单开关管的 ECPT 系统电路

传统的 DC-DC 变换器有 Buck、Boost、Buck-Boost 等拓扑结构。根据 LC 补偿网络特性,其输入应为电压源形式。上述斩波电路中 Buck 电路斩波经电感滤波之后,为电流源特性,不适合电容式无线电能传输,而 Boost 电

路斩波经电容滤波后,输出呈电压源特性,都不适用于电场耦合式无线电能传输系统。由此,可以用于 ECPT 系统的电路有 Cuk、Sepic、Zeta 和 Buck-Boost 四种变流器结构,对应的 ECPT 系统的电路如图 3 所示。

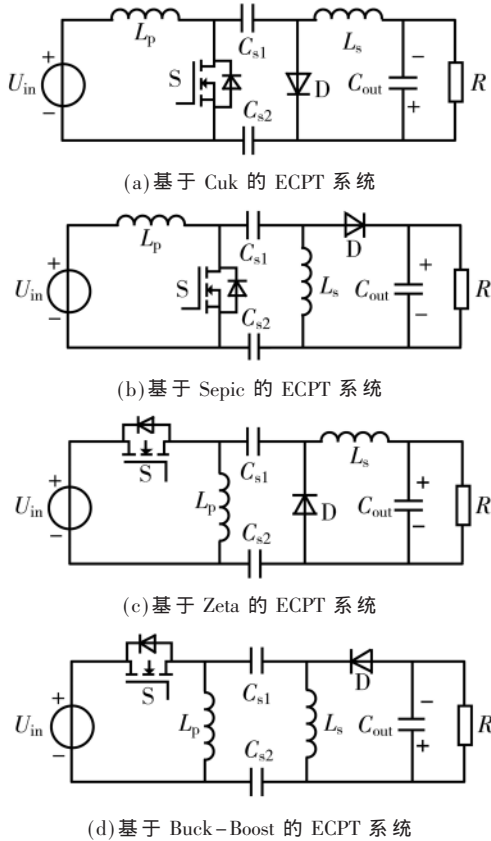


图 3 四种单开关管 ECPT 系统

四种单开关的 ECPT 系统, Cuk、Sepic 和 Zeta 三个电路中都有一个电容,在 ECPT 系统中可以直接作为耦合电容工作。对于 Buck-Boost 电路,可将电感分为两个电感的并联形式,加入耦合电容连接,两个电感,构成图 3(d)的电路拓扑结构。

2.2 LC 补偿单开关管的 ECPT 系统电路

本文选择 Buck-Boost 电路进行研究,其他结构的电路工作原理类似。将 LC 补偿网络引入到单开关管的 ECPT 系统中,得到基于 LC 补偿的 Buck-Boost 的 ECPT 系统。电路如图 4 所示。

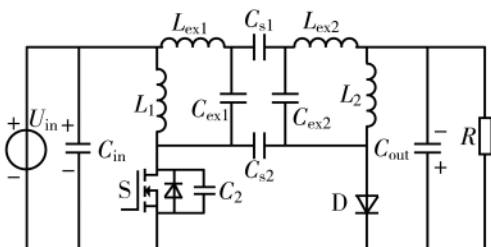


图 4 基于 LC 补偿的单开关管 Buck-Boost 变流器

电路中的 L_1 作用是与 MOS 管并联电容 C_2 振荡产生高频高压输入电压, L_1 和 C_2 的大小决定着 MOSFET 两端的电压应力。 L_2 作用是分压,将其传输给整流部分得到输出的直流电压。

2.3 系统工作原理分析

图 5 给出单管 Buck-Boost 的电容器无线电能传输系统的各元件电压电流波形。图中电压与电流分别用不同的曲线标出。

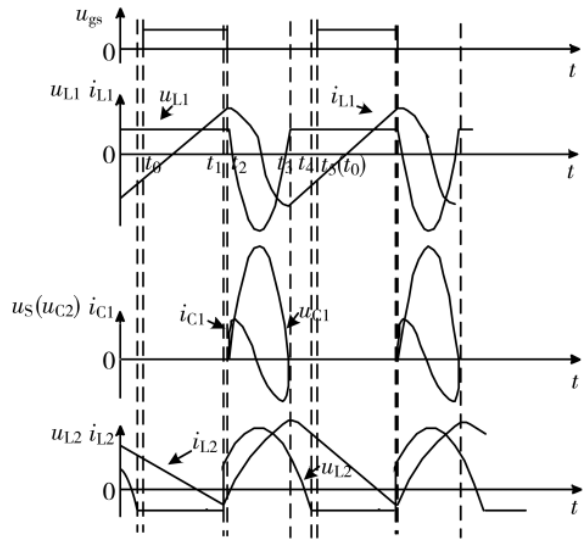


图 5 ECPT 系统工作波形

为简化分析,假定所有的开关器件均为理想器件; MOSFET 占空比为 50%;补偿网络中由于谐振,系统的品质因数 Q 值较大,认为 LC 补偿网络内为理想的正弦电压电流。经过简化,系统工作状态分为 5 个阶段。

(1)阶段 1: ($t_0 \sim t_1$)。开关管 S 导通,副边整流二极管也导通。等效电路如图 6 所示。

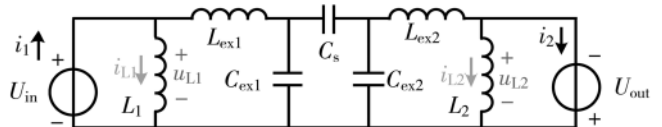


图 6 阶段 1 等效电路

电感 L_1 在这个时间内充电:

$$i_{L_1}(t) = \frac{U_{in}}{L_1}t + i_{L_1}(t_0) \quad (13)$$

电感 L_2 输出电容 C_{out} 放电,其电流和电感 L_1 类似:

$$i_{L_2}(t) = -\left(\frac{U_{in}}{L_2}t + i_{L_2}(t_0)\right) \quad (14)$$

(2)阶段 2: ($t_1 \sim t_2$)。开关管 S 导通,副边整流二极管开始进入关断状态。等效电路如图 7 所示。

由图 7 可知,在阶段 2,开关管 S 仍然处在导通状态,电感 L_1 两端电压为输入电压 U_{in} 。但此时二极管开始关断,电感 L_2 的作用是续流和分压,在二极管开始断开时

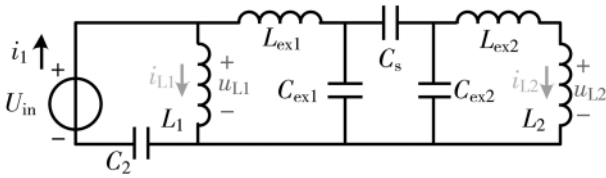


图 7 阶段 2 等效电路

电感 L_2 的电流就是 L_{ex2} 的电流。

(3)阶段 3: ($t_2 \sim t_3$)。开关管 S 开始进入关断状态, 副边整流二极管仍是关断状态。其化简后电路图如图 8 所示。

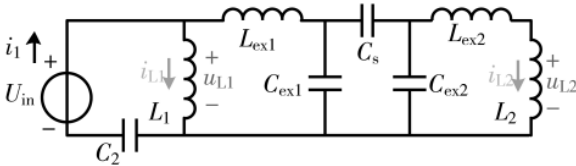


图 8 阶段 3 等效电路

将 LC 补偿网络以及 L_2 进行等效, 如图 9 所示。

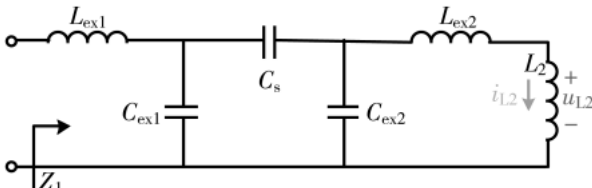


图 9 等效阻抗

电感 L_1 放电, 并且与 C_2 发生 LC 振荡。通过 LC 补偿网络后可以等效为系统工作频率的正弦电压波形。

简化后的与 L_1 并联的电路, 这里, L_2 、 L_{ex2} 和 C_{ex2} 的角频率为其谐振频率。得到 Z_1 后再与 L_1 并联, 得到最后与 C_2 的谐振电感。从而有谐振的角频率:

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_2 + L_{ex2})C_{ex2}}} \quad (15)$$

等效化简完成后, 得到如图 10 所示的等效电路。

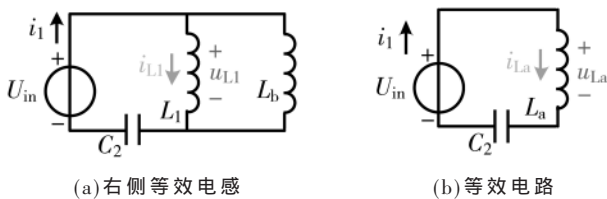


图 10 阶段三等效简化电路

其中 L_b 为等效后的电感, 与 L_1 并联之后等效为 L_a , $L_a = L_b L_1 / (L_b + L_1)$, L_a 与 C_2 谐振, 所以得到电感 L_1 和开关管两端电压。分析如下:

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} \quad (16)$$

稳态时电感在一个周期内的电压积分为 0, 有:

$$\int_0^T u_{L_1}(t) dt = 0 \quad (17)$$

设开关关断时, 电感 L_2 的电压为:

$$u_{L_2}(t) = A \sin(\omega_2 t) + U_{in} \quad (18)$$

积分:

$$\int_0^{\frac{\pi}{\omega_2}} (A \sin(\omega_2 t) + U_{in}) dt + \int_{\frac{\pi}{\omega_2}}^T U_{in} dt = 0 \quad (19)$$

得:

$$A = -\frac{\pi \omega_2 \cdot U_{in}}{\omega_0} \quad (20)$$

电感 L_1 两端电压为:

$$u_{L_1}(t) = -\frac{\pi \omega_2 \cdot U_{in}}{\omega_0} \sin(\omega_2 t) + U_{in} \quad (21)$$

电感 L_1 的电流为:

$$i_{L_1}(t) = \int_{t_2}^{t_3} \left(-\frac{U_{in}}{2L_a \sqrt{L_a C_2}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} t\right) + \frac{U_{in}}{L_a} \right) dt \quad (22)$$

(4)阶段 4: ($t_3 \sim t_4$)。开关管 S 从关断恢复导通状态, 副边整流二极管继续保持关断状态。等效电路如图 11 所示。

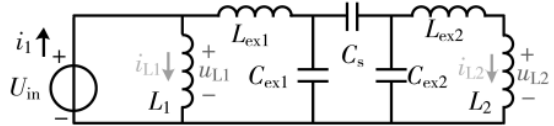


图 11 阶段 4 等效电路

阶段 4 的状态也和阶段二状态一致。此阶段电感 L_1 充电, 电容 C_2 被短路, 电感 L_2 放电。

(5)阶段 5: ($t_4 \sim t_5$)。开关管 S 保持导通状态, 副边整流二极管开始进入导通状态。电感 L_1 充电, 电感 L_2 也开始充电, 即恢复到状态 1, 如图 12 所示。

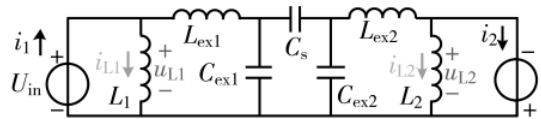


图 12 阶段 5 等效电路

阶段 5 系统工作状态与状态一完全一致。 t_5 时刻即为下一个整周期的 t_5 时刻。

综合以上 5 个工作阶段, 可以得到电感电压等式为:

$$u_{L_1}(t) = \begin{cases} -\frac{\pi U_{in}}{\omega_0 \cdot \sqrt{L_a C_2}} \sin\left(\frac{1}{\sqrt{L_a C_2}} t\right) + U_{in} & (0 < t < t_2, t_3 < t < t_5) \\ U_{in} & (t_2 < t < t_3) \end{cases} \quad (23)$$

从式中可以看出, 由于电感 L_1 与等效的电感 L_b 并联, 因此 L_1 不能太小, 过小的 L_1 使得开关两端电压过高, 导致开关管两端电压应力过高。

2.4 系统的参数设计

首先确定开关频率 f 和耦合电容金属板的电容值

$2C_s$ (使用 LCR 表测量)。得到开关角频率 $\omega_0=2\pi f$, 即系统工作的频率。

然后确定并联电容 $C_{ex1}(C_{ex2})$ (即谐振电感 $L_{ex1}(L_{ex2})$ 的选取)。为了控制谐振电感 $L_{ex1}(L_{ex2})$ 电流的大小, 并联电容 $C_{ex1}(C_{ex2})$ 一般取 12~20 倍的 C_s 。谐振电感 $L_{ex1}(L_{ex2})$ 利用开关的频率 f 来计算。

(1) 并联电容 $C_{ex1}(C_{ex2})$ 太大, 极板间电压越大, 且谐振电感 $L_{ex1}(L_{ex2})$ 太小, 电流越大, 不利于研究和实验。

(2) 并联电容 $C_{ex1}(C_{ex2})$ 太小, 谐振电感 $L_{ex1}(L_{ex2})$ 太大, 系统体积过大, 也不利。

电感 L_2 的作用是续流和分压, 所以其大小的选取与 L_{ex2} 有关。一般选取 0.2~0.5 倍 L_{ex2} , 这个大小, 可以保证输出不会因为电感 L_2 过小而太小。电感 L_2 越大, 对输出影响不大, 但输出所需的稳定时间会越长。

最后才能选取 L_1 和 C_2 , 如图 10 所示的等效电路, 电感 L_a 的作用是与 C_2 振荡产生高频高压输入, 作为 LC 补偿网络的输入。 L_a 的大小影响着 MOS 管的电压应力, 不能让 L_1 的值太大或太小。由式(21)可知这里不能单独讨论 L_1 , 前级是由电感 L_1 和电容 C_2 共同作用的。选择 MOS 管的电压应力为 5~7 倍, MOS 管自带电容, 以及考虑电感 L_1 不能过小。得到 L_a 的选取范围为:

$$\frac{\pi^2}{49\omega_0^2 C_2} \sim \frac{\pi^2}{25\omega_0^2 C_2} \quad (24)$$

所以 L_1 的范围为:

$$\frac{\pi^2 L_2}{49\omega_0^2 L_2 C_2 - \pi^2} \sim \frac{\pi^2 L_2}{25\omega_0^2 L_2 C_2 - \pi^2} \quad (25)$$

由于不能让 MOS 提前开通, 这里要加一个约束条件。使 L_a 与 C_2 振荡产生的正弦波周期不能大于开关周期的一半。即:

$$2\pi\sqrt{L_a C_2} \leq \frac{1}{2f} \quad (26)$$

这样保证了在 MOSFET 关断的半个周期内, 其电压不会出现二次上升现象。

3 仿真和实验

3.1 系统仿真

根据 2.4 节方法确定系统的参数如表 1 所示。

使用 LTspice 建立仿真模型, 得到仿真结果波形如图 13 所示。

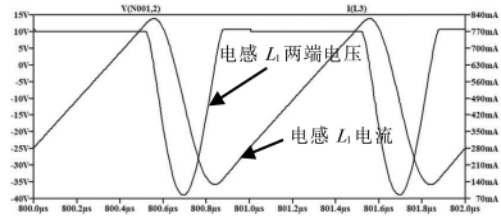
极板间的电压波形如图 14 所示。可以明显看出, 并无直流分量的存在。系统具有更好的实用性。

3.2 系统实验

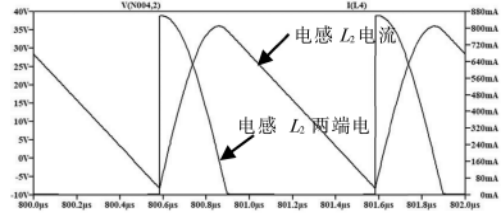
实验参数如表 1 所示, 实验系统的照片如图 15 所示, 进行实验。实验结果如图 16 所示。

表 1 仿真与实验参数

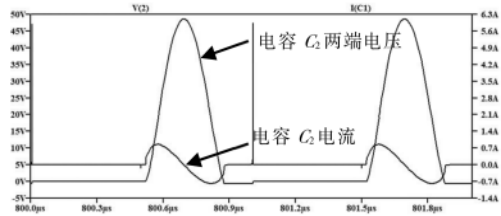
元件	参数
U_{in}/V	10
$L_1/\mu H$	4
C_2/nF	7
$L_{ex1}(L_{ex2})/\mu H$	25.4
$C_{ex1}(C_{ex2})/nF$	1
$L_2/\mu H$	10
$C_{in}(C_{out})/\mu F$	20
$C_{sl}(C_{s2})/pF$	160



(a) 电感 L_1 两端电压和电流



(b) 电感 L_2 两端电压和电流



(c) 电容 C_2 两端电压和电流

图 13 电路仿真波形

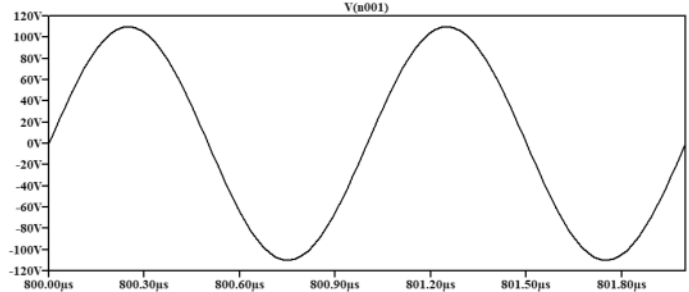


图 14 耦合电容电压波形

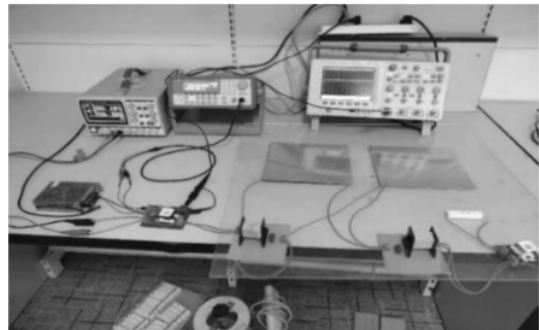


图 15 系统实验图

3.3 与无 LC 补偿网络 ECPT 系统对比分析

3.3.1 金属板电容变化对输出的影响

金属板电容变化时, 无 LC 补偿网络的 DC-DC 变流器输出变化很大, 有 LC 补偿网络变化较小, 参数扫描仿真如图 17 所示。

仿真与实验结果接近, 可以从图 17 看到, 引入 LC

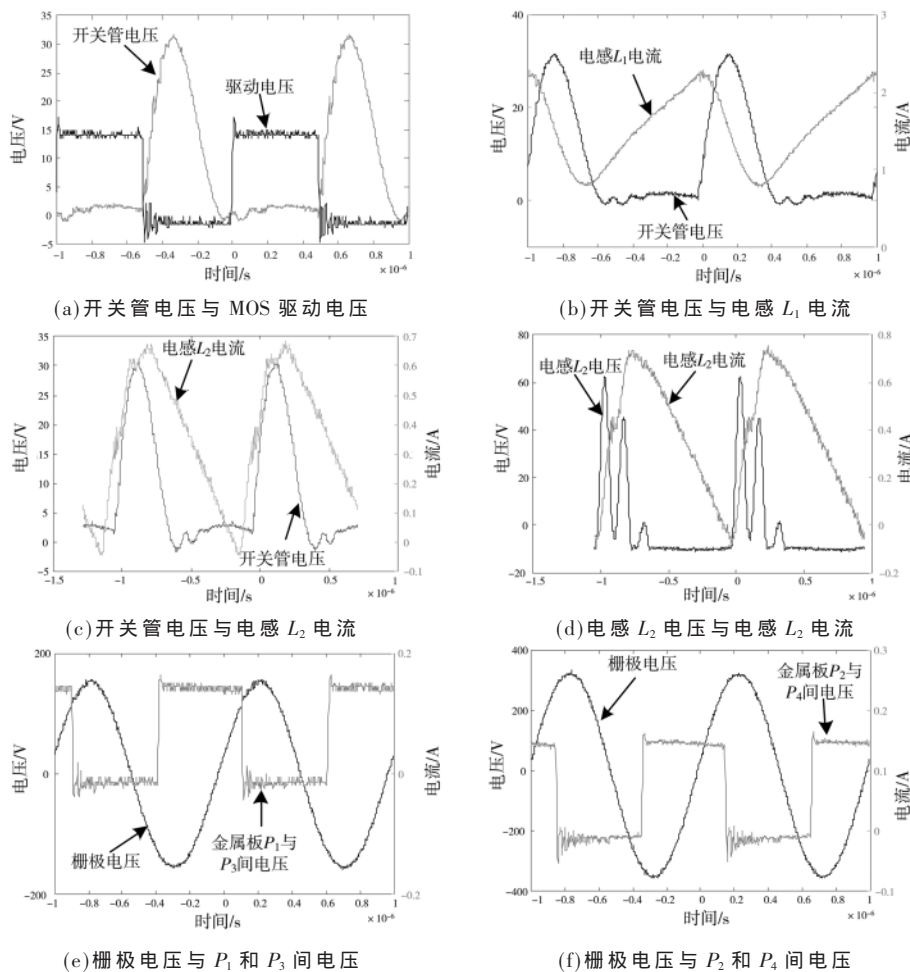


图 16 实验波形

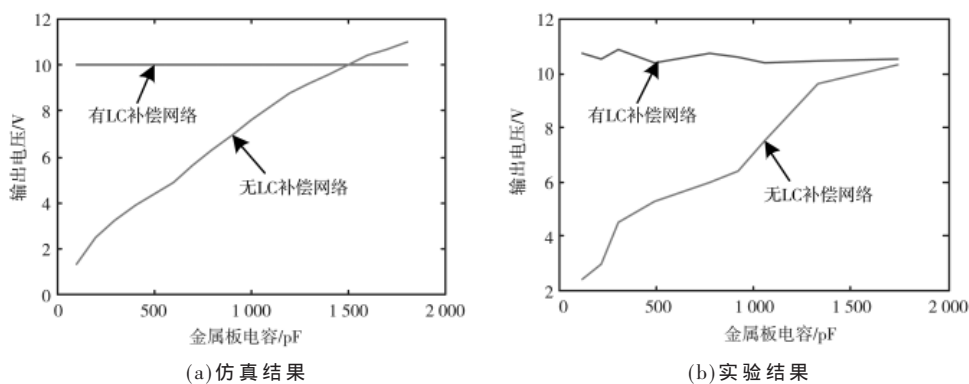


图 17 耦合电容变化对输出影响

补偿网络会减小耦合电容对输出的影响,这也是 LC 补偿网络的优点。

3.3.2 负载变化对输出的影响

DC-DC 变流器的一个缺点是输出受到负载变化影响较大,是否引入 LC 补偿网络输出受负载影响仿真和实验结果如图 18 所示。

仿真与实验结果吻合很好,引入的 LC 补偿网络能很好地改善输出受负载变化的影响。

单开管 ECPT 系统在引入 LC 补偿网络后很大程度

优化了 DC-DC 变换器的性能,相比未引入 LC 补偿网络的单开关 DC-DC 变流器 ECPT 系统,引入 LC 补偿网络 ECPT 系统金属板电容变化和负载变化对输出影响较小,体现出其抗干扰能力强。

4 结论

本文结合单开关 DC-DC 变流器与 LC 补偿网络,提出了基于 LC 补偿的单开关 DC-DC 变流器的 ECPT 系统。以避免桥式逆变在高频下开关管控制困难为目的,引入 LC 补偿网络对 ECPT 系统电容进行补偿,实现了

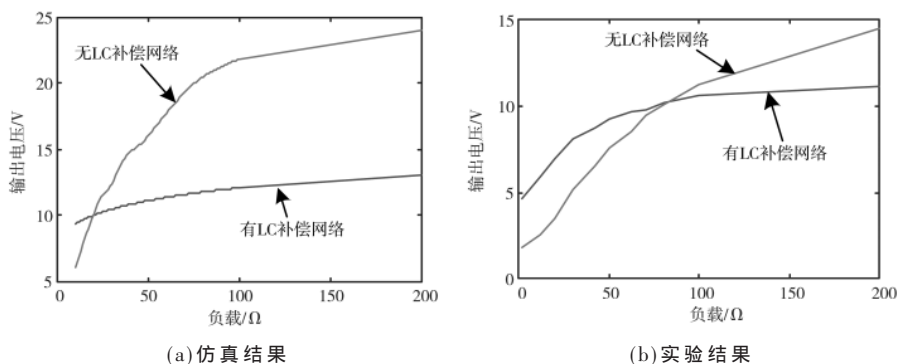


图 18 负载变化对输出影响

电能的无线传输,也降低了开关管电压应力以及输出受负载与金属板电容变化的影响,实验波形与仿真波形一致。单开管 ECPT 系统引入 LC 补偿网络后很大程度优化了 DC-DC 变换器的性能。相比无 LC 补偿网络的单开关 DC-DC 变换器 ECPT 系统,引入 LC 补偿网络的 ECPT 系统金属板电容变化和负载变化对输出影响更小。同时系统实现了软开关,降低了开关损耗。在分析过程中忽略了电感的交流电阻,效率的实验结果与理论结果相差较大。为了进一步提高系统效率,后期工作中将重点关注电感损耗,进一步提高系统的效率。

参考文献

- [1] KLINE M, IZYUMIN I, BOSER B, et al. Capacitive power transfer for contactless charging[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE. IEEE, 2011.
- [2] LI S, LIU Z, ZHAO H, et al. Wireless power transfer by electric field resonance and its application in dynamic charging[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6602-6612.
- [3] 陈希有, 伍红霞, 牟宪民, 等. 电流型电场耦合无线电能传输技术[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(9): 2279-2286.
- [4] 苏玉刚, 赵鱼名, 谢诗云, 等. 电场耦合无线电能传输系统负载软切换控制技术[J]. 电工技术学报, 2017, 32(18): 44-51.
- [5] 郭历谋, 罗博, 麦瑞坤. 基于电场耦合式的电动汽车无线充电技术电压优化方法[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 19-27.
- [6] ROZARIO D, AZEEZ N A, WILLIAMSON S S. Analysis and design of coupling capacitors for contactless capacitive power transfer systems[C]//Transportation Electrification Conference & Expo, 2016.
- [7] BUI D, MOSTAFA T M, HU A P, et al. DC-DC converter based impedance matching for maximum power transfer of CPT system with high efficiency[C]//2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer(Wow), 2018: 1-5.
- [8] LOPEZ-LOPEZ J, SALTO C, ZUMEL P, et al. High efficiency capacitive power transfer converter[C]//2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2018: 3149-3153.
- [9] Dai Jiejian. Power electronics design for high power capacitive power transfer[D]. Madison: The University of Wisconsin, 2017.
- [10] 高镇, 于广强, 刘宁. 基于 E 类放大器的电场耦合式水下无线电能传输系统设计[J]. 河海大学学报(自然科学版), 2019, 47(6): 560-567.
- [11] HUANG L, HU A P. Power flow control of capacitive power transfer by soft switching of extra capacitors in class E converter[C]//2018 IEEE 4th Southern Power Electronics Conference(SPEC), 2018: 1-5.
- [12] LIU C, HU A, WANG B, et al. A capacitively coupled contactless matrix charging platform with soft switched transformer control[J]. IEEE Trans. Ind. Electron, 2013, 60(1): 249-260.
- [13] LU F, ZHANG H, HOFMANN H, et al. A double-sided LC-compensation circuit for loosely coupled capacitive power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1633-1643.
- [14] LIAN J, QU X. Design of a double-sided LC compensated capacitive power transfer system with capacitor voltage stress optimization[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(4): 715-719.
- [15] 赵鱼名, 王智慧, 苏玉刚, 等. 基于 T 型 CLC 谐振网络的恒压型电场耦合电能传输系统负载自适应技术[J]. 电工技术学报, 2020, 35(1): 106-114.
- [16] 苏玉刚, 吴学颖, 赵鱼名, 等. 互补对称式 LCC 谐振网络的电场耦合式无线电能传输系统参数优化[J]. 电工技术学报, 2019, 34(14): 2874-2883.

(收稿日期: 2021-08-16)

作者简介:

牟宪民(1973-), 男, 博士, 副教授, 主要研究方向: 无线电能传输技术。

李佳霖(1998-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 传感器电场式无线供电技术。

郭骥巍(1997-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电网无线能量采集技术。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所