

# 基于 LLC 的直流充电桩的研究

赖庆权 李志远 陈飞宇 韦映珍 刘鸿源

桂林电子科技大学机电工程学院，广西桂林，541004；

**摘要：**基于传统硬开关电路的开关损耗大、电磁干扰大的问题，本文提出将广泛应用于降压电路的半桥 LLC 谐振电路应用到升压的直流充电桩中去。该电路减少了电磁干扰，增加了设备的普适性，同时减少了开关损耗，提升了工作效率，使其在全负载范围内可实现 ZVS 和 ZCS。同时进行了原理分析以及系统频率特性分析，并通过设计样机进行了理论验证。

**关键词：**开关损耗；谐振电路；ZVS；ZCS；充电器

## Research on LLC-Based DC Chargers

Lai Qingquan, Li Zhiyuan, Chen Feiyu, Wei Yingzhen, Liu Hongyuan

School of Mechanical and Electrical Engineering, Guilin University of Electronic Technology, Guilin, Guangxi Zhuang Autonomous Region, 541004;

**Abstract:** To address high switching losses and severe electromagnetic interference (EMI) in traditional hard - switching circuits, this study applies the widely - used half - bridge LLC resonant circuit from buck converters to boost - type DC charging piles. This approach reduces EMI, improves equipment versatility, minimizes switching losses, and enhances efficiency, achieving Zero Voltage Switching (ZVS) and Zero Current Switching (ZCS) across the full load range. The circuit's operation principles and frequency characteristics are analyzed, and a prototype is designed for experimental validation.

**Key words:** Switching loss; Resonant circuit; ZVS; ZCS; Charger;

**DOI:** 10.69979/3041-0673.25.10.017

## 引言

近年来，我国新能源汽车数量快速增长，伴随而来的汽车充电桩的供需关系日趋紧张。而传统的开关电源存在体积大、充电效率慢、损耗高等缺点。针对这一问题，本文设计了一种基于 LLC 半桥谐振变换电路的直流充电桩。在参数设计合适的情况下，它可以在全负载范围内，原边开关可以实现零电压开通，副边整流管实现零电流关断，进而使整个电路开关损耗降低、电磁干扰少、效率得到进一步提高，并通过实验验证。

## 1 系统工作原理

本系统以主控电路的微型控制器为控制核心，输出的电压为反馈信号经测量电路反馈给控制器，显示模块构成人机交互系统。同时控制器根据反馈信号，输出控制信号给驱动电路来驱动半桥 LLC 谐振变换器。系统结构框图如图 1 所示。

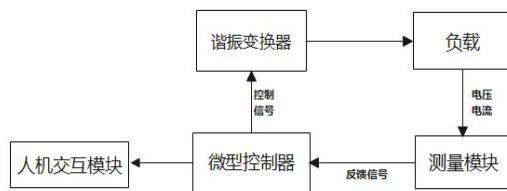


图 1 系统结构框图

其中图 2 所示为 LLC 半桥谐振电路的主电路，其中 Q1 和 Q2 为场效应管，组成半桥型开关网络，对输入的直流母线电压进行变频；电容 C3 和 C4 为两只高压电容串联与直流母线电压并联实现静态分压工作为电路提供一个中点电位；D1、D2 为 S1 和 S2 的续流二极管；C1、C2 为 D1 和 D2 的吸收电容；Uin 为输入的母线电压；谐振电容 Cr、谐振电感 Lr，以及变压器 T 的励磁电感 Lm 组成 LLC 谐振网络；变压器 T 的变比为  $n=n_1/n_2$ ；变压器、整流二极管 D1 和 D2 构成全波整流电路，整流过后的电流经过滤波电容 C5 滤波后输出给负载 RL。

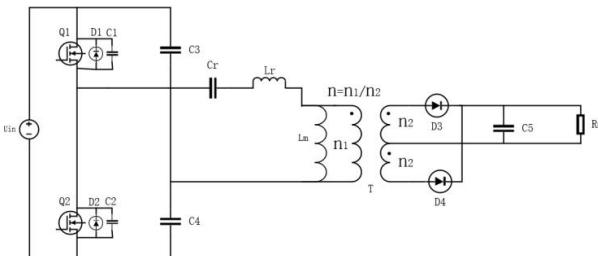


图 2 LLC 半桥谐振电路

LLC 半桥谐振电路是一种变频电路，通过 PFM 调制来实现输出电压的稳定。而图 1 中的 Q1 和 Q2 则构成一对桥臂开关管，通过交替导通将直流电压逆变为方波，其频率等于开关频率，占空比为百分之五十。而 LLC 谐振变换器有两个本征谐振频率，在励磁电感  $L_m$  不参与谐振时，谐振频率为

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

参与谐振频率时

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_r(L_m+L_r)}} \quad (2)$$

而要实现原边开关可以实现零电压开通，副边整流管实现零电流关断，则电路的工作频率  $f_r$  为  $f_{r2} < f_r < f_{r1}$ 。下面重点分析开关频率在  $f_{r2} < f_r < f_{r1}$  频率范围时谐振变换器的工作过程：

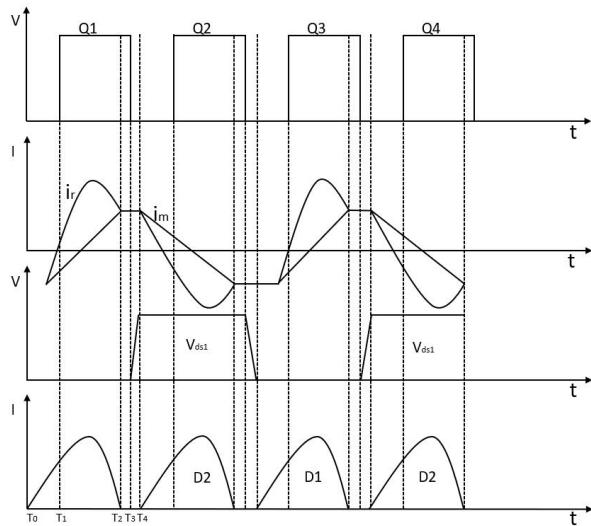


图 3 LLC 谐振变换器的工作过程

图 3 为谐振变换器在  $f_{r2} < f_r < f_{r1}$  内的工作过程，由图可知，共可分为 8 个工作过程，而由于开关管 Q1、Q2 关于上下对称，故前 4 个工作过程和后 4 个工作过程相同，只是开关管不一样，由此仅对前四个过程过程进行分析。

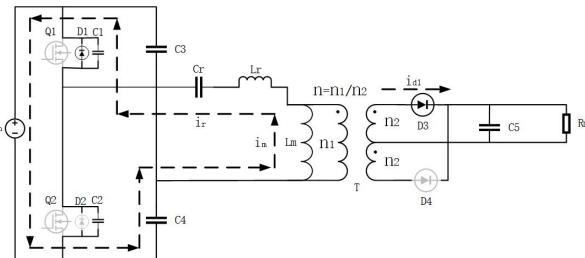


图 4 谐振电路在  $T_0 \rightarrow T_1$  时间段内导通示意图

过程一：如图 4 所示，在  $T_0 \rightarrow T_1$  时刻，开关管 Q1、Q2 截止。此时为半桥的死区时间，励磁电感被输出电压钳位，不参与谐振。谐振电流对 Q1 的输出电容放电，对 Q2 的输出电容进行充电，直到 Q2 的输出电容等于输入电压，为 Q1 下次导通创造零电压开通条件（即当 Q1 的输出电容被放电放到零的时，谐振电感上的电流仍为负，电流经体二极管流回输入端  $V_{in}$ ）。同时经过变压器的能量交换，向后级输送能量，此时 D1 的电流以近似正弦的形式增加。

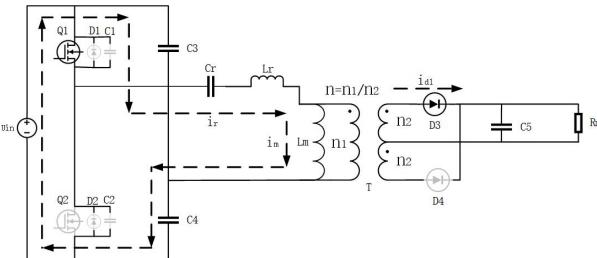


图 5 谐振电路在  $T_1 \rightarrow T_2$  时间段内导通示意图

过程二：如图 5 所示，在  $T_1 \rightarrow T_2$  时刻，开关管 Q1 导通、Q2 截止。此时励磁电感继续被输出电压钳位，不参与谐振。励磁电流与谐振电流以近似正弦波的形式增加，其两者的电流差为向后级传输的能量。同时在  $T_1$  时刻开关管 Q1 导通，实现了 ZVS（零电压导通）。在  $T_2$  时刻励磁电流与谐振电流相等，励磁电感不在向后级传输能量，此时二极管 D1 上的电流降为零，实现了 ZCS（零电流关断）。

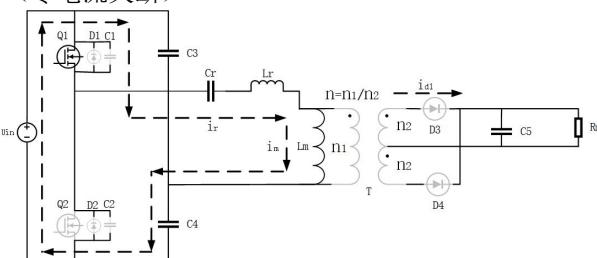


图 6 谐振电路在  $T_2 \rightarrow T_3$  时间段内导通示意图

过程三：如图 6 所示，在  $T_2 \rightarrow T_3$  时刻，开关管 Q1 继续导通、Q2 截止。此时励磁电感不在继续被输出电压钳位，参与谐振。励磁电流与谐振电流相等，二极管电流为零。

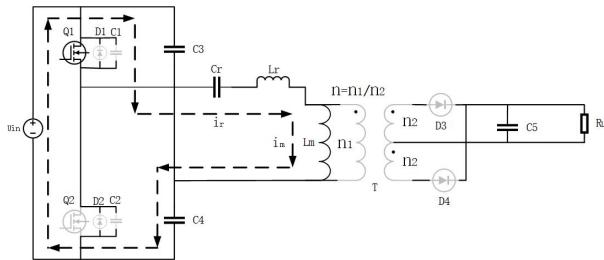


图 7 谐振电路在  $T_3 \rightarrow T_4$  时间段内导通示意图

过程四：如图 7 所示，在  $T_3 \rightarrow T_4$  时刻，开关管 Q1、Q2 截止，进入半桥的死区时间段。此时开关管 Q1 的电流降为 0，由于谐振电流无法突变，因此 Q2 的 S 极电压会高于 D 极电压，同时给 Q2 的输出电容放电，对 Q1 的输出电容进行充电，为 Q2 实现 ZVS 提供条件。

以上即为谐振变换器的 4 个工作过程，后四个与其分析相同，故不再赘述。

## 2 系统频率特性分析

基于基波分析法，可得到 LLC 串联谐振变换器的最简化模型，如图 8 所示，忽略了高频分量带来的影响。

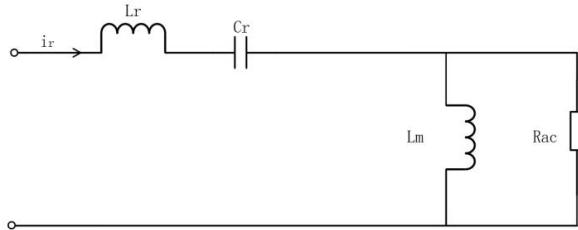


图 8 简化模型图

其中  $R_{ac}$  是副边负载经过，折算过来的等效电阻， $L_m$  为变压器的励磁电感， $C_r$  为谐振电容， $L_r$  为谐振电感。

其中等效电阻的表达式为：

$$R_{ac} = n^2 \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (3)$$

归一化的直流电压增益标准表达式为：

$$M_{dc} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + K - \frac{K}{f_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (4)$$

其中，电感系数  $K = \frac{L_r}{L_m}$ （谐振电感与励磁电感的比值）

归一化频率  $f_n = \frac{f_s}{f_r}$ （开关频率与谐振频率的比值）

$$\text{特征阻抗 } Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = 2\pi f_r L_r = \frac{1}{2\pi f_r C_r} \quad (5)$$

$$\text{品质因数 } Q = \frac{Z_0}{R_{ac}} = \frac{1}{R_o} \cdot \frac{\pi^2 \cdot Z_0}{8n^2} \quad (6)$$

$K=0.2$ , 不同 Q 值的直流电压增益曲线

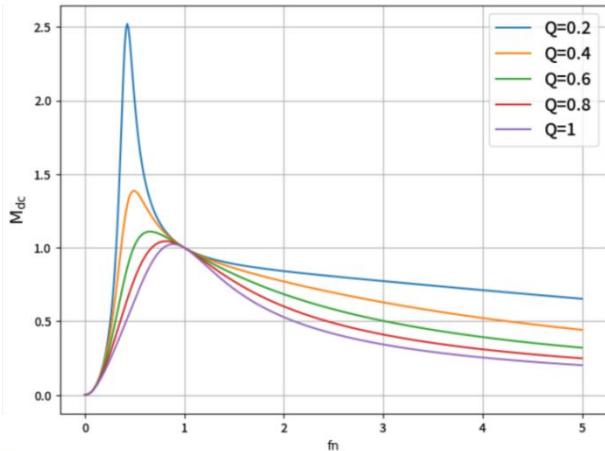


图 9 不同 Q 值的增益曲线图

由此可以看出，每条增益曲线都呈现先增大后减少的情况，同时也拥有一个拐点，在此处的增益为最大值。在点  $f_n=1$ ,  $M_{dc}=1$  的时候，每条曲线都经过这个点，此时谐振网络的阻抗可以等效为零，输入电压作为原边励磁电压使得输出增益为 1，这点的频率也被称为归一化频率。由图 9 也可以看出，在  $K$  值固定的情况下，增益曲线变化的斜率和最大增益的大小，随着  $Q$  值的减少而增大。因此对于恒压输出电路， $Q$  值不易选择太小，避免有频率抖动时，增益变化较为明显，输出电压幅度较大，这点对电路影响不好。也可由简化模型图，式(3)和(6)可以看出， $Q$  过小会导致折算过来的等效电阻过小，此时谐振环路的电流过大，能量变化较为剧烈，增加了开关管选型难度和成本。同时  $Q$  值也不宜选择过大，这会导致电路的直流电压增益不足。

$K=0.5$ , 不同 K 值的直流电压增益曲线

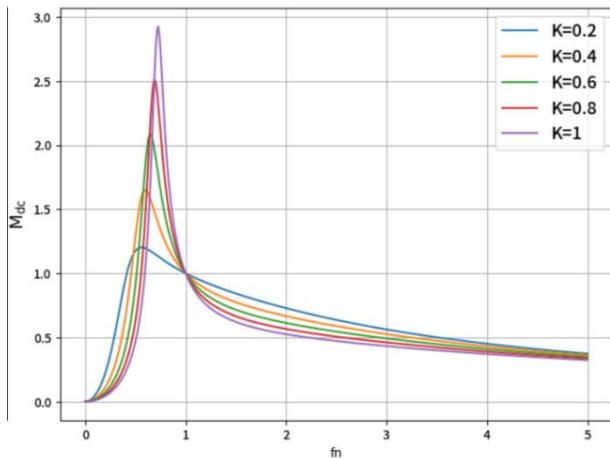


图 10 不同 K 值的增益曲线图

由图 10 可以看出, 曲线的变化情况和图 9 差不多, 但是在 Q 值固定的情况下, 增益曲线变化的斜率, 最大增益的大小, 随着 K 值的增大而减少。但 K 值过大,  $L_m$  上的分压越大, 在  $L_m$  上的损耗越小, 这对磁性元件工作和开关管都是不利。而过小则较难实现软开关, 导致开关损耗增加, 效率降低, 同时会引起原边电流增大。因此选择合适的 Q 值和 K 值对于变换器的增益以及增益的带宽至关重要的。

### 3 控制策略

由图 9 和图 10 的分析情况可知, 增益曲线的变化情况为先增大后减少, 同时在  $f_n < 1$  时曲线变化较陡, 增益变换较大; 而在  $f_n > 1$  时曲线相对变化较缓。因此为了避免过冲电压导致元器件的损坏, 需要进行软启动, 然后再采用 PID 闭环。由于电路的工作频率为  $f_{r2} < f_r < f_{r1}$ , 增益带宽较小, 因此软起动的策略为: 先高频率小占空比启动, 再缓慢增加占空比即占空比由 0→50。而后再向低频率降低, 待到增益为 1 时进行 PID 闭环控制即可。控制流程如下图所示:

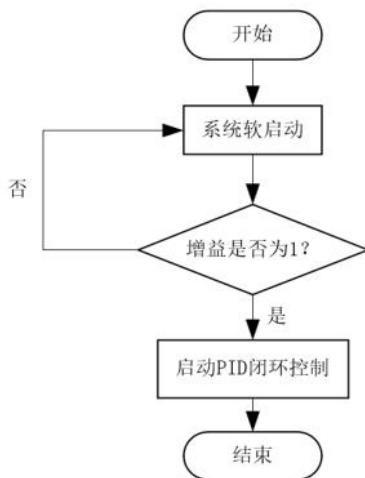


图 11 控制流程图

### 4 样机实验结果

通过上述的讨论与分析, 为了满足电动汽车直流充电桩的大功率设计, 设计了一台输入电压为 385V, 输出电压为 750V, 输出功率为 250W 的升压半桥 LLC 谐振变换器样机。其中样机品质因素为  $Q=0.5287$ , 电感系数  $K=0.14$ , 谐振电感和励磁电感分别  $L_r=115.86\mu H$ ;  $L_m=827.57\mu H$ , 升压变压器匝比为 0.23。样机工作状态图如下图所示:

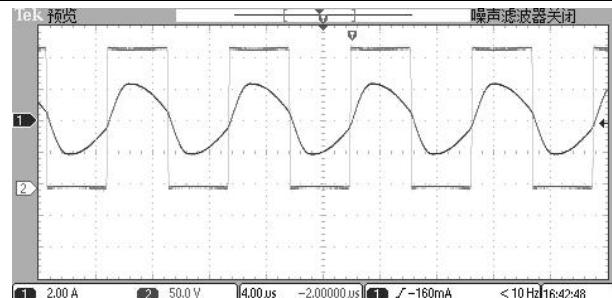


图 12 样机工作状态图

图 12 中方波为桥臂开关管的输入谐振变换器的波形, 类正弦波为谐振腔中的谐振电流波形, 由图 12 可以看出, 在开关管导通时, 谐振电流已经为零, 实现了开关管的零电压导通。同时也可以看出, 开关在导通和关断时较为平缓, 没有尖峰, 电流为类正弦波谐波含量较小。在满载状态下, 整机效率达到 95%, 功率因素为 0.98。同时在满载 30min 后, MOS 管的温升为 0.1°C 接近于 0。进一步说明尽管在谐振腔中的谐振电流很大的情况下, 无需给开关管加散热片进行散热, 从侧面说明导通损耗低, 可大幅度减少开关管损耗, 减少实物体积。

### 5 结论

本文通过理论分析和实物验证, 把广泛应用于降压电路的串联 LLC 谐振变换器, 应用到升压的直流充电桩的升压电路中。在实物样机中, 开关导通和关断无尖峰, 同时电流为类正弦波, 减少了谐波分量, 降低了电磁干扰提高了设备的普适性。而在满载状态下, 样机效率达到 95%, MOS 管温升较小提高了直流充电桩的效率同时减少了散热体积, 使其更趋于小型化发展。满足了人们对汽车充电桩可靠性高、易于推广等要求, 契合国家碳达峰、碳中和的战略目标。

### 参考文献

- [1] 舒正鹤, 王涵宇, 刘威. 一种优化的全桥 LLC 变换器软启动策略 [J]. 电源学报: 1-15.
- [2] 王科, 彭晶, 张旭鑫, 等. 全桥 LLC 谐振变换器在轻载状态下的效率优化方法 [J]. 科学技术与工程, 2025, 25(09): 3704-3711.
- [3] 王党树, 孙龙, 董振, 等. 变化负载下全桥 LLC 谐振变换器参数优化设计 [J]. 广西师范大学学报(自然科学版), 2024, 42(05): 61-71.
- [4] 谷彦洁, 于人杰, 张岩. 基于 LLC 谐振变换器的开关电源优化方法综述 [J]. 电源学报: 1-16.

- [5] 龚春阳, 夏潇, 包俊, 等. 宽增益高效谐振型直流变换器技术[J]. 电力系统保护与控制, 2024, 52(01): 133-144.
- [6] 卢世蕾, 孙凯, 曹国恩, 等. 面向光伏直流升压系统的高压大功率 LLC 谐振变换器设计方法[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(15): 5970-5983.
- [7] 何圣仲, 陈宇航, 代东雷, 等. 一种 PWM 控制宽输出 LLC 变换器[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(06): 62-71.
- [8] 汤欣喜, 邢岩, 吴红飞, 等. 兼顾稳态效率和暂态升压能力的 LLC 变换器[J]. 电工技术学报, 2020, 35(04): 767-774.
- [9] 陈延明, 杨美珍, 王振民, 等. 一种半桥 LLC 谐振软开关焊接电源[J]. 焊接学报, 2013, 34(12): 13-16.

项目基金：项目编号：S202410595325，基于 LLC 技术的低成本高效电动汽车充电桩，自治区级。