

[文章编号] 1003-4684(2019)02-0010-04

基于电荷控制策略的半桥 LLC 电路建模和仿真

刘志成, 赵 阳, 徐铁铎, 杨挺昂

(湖北工业大学太阳能高效利用湖北省协同创新中心, 湖北 武汉 430068)

[摘 要] 针对半桥 LLC 谐振电路的传统频率控制模型为三阶系统, 高阶系统难以实现环路补偿且带宽窄的问题, 对基于电荷控制策略的半桥 LLC 电路进行小信号建模。控制模型表明, 电荷控制策略可将传统频率控制的三阶系统简化为一阶系统, 极易实现环路补偿且有较宽的带宽。最后对基于电荷控制策略的半桥 LLC 电路进行了仿真实验。仿真结果表明, 基于电荷控制策略的半桥 LLC 电路可以获得良好的启动过程。

[关键词] 电荷控制; LLC 谐振变换器; 小信号模型; 零电压开关

[中图分类号] TM131.3

[文献标识码] A

LLC 谐振电路因其一次侧可实现零电压开通, 二次侧可实现零电流关断, 降低开关损耗, 提高设备的效率^[1], 并且磁性元件可集成到高频变压器中, 减小设备的体积^[2], 很多开关电源设备都采用 LLC 谐振电路, 如 LED 驱动电源^[3] 以及电池充电器^[4] 等。传统的 LLC 谐振变换器采用频率控制策略, 输出电压与控制频率传递函数为一个三阶系统^[5], 具有难以补偿、带宽窄、电路响应慢等缺陷, 采用电荷控制策略可以很好地弥补这些缺陷。

1 电荷与电容电压的关系

半桥 LLC 谐振电路主电路如图 1 所示。

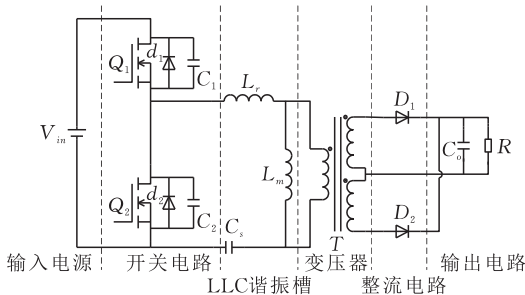


图 1 半桥 LLC 谐振电路主电路图

半桥 LLC 谐振电路主电路由 6 部分组成, 分别为输入电源 V_{in} 、高侧开关管 Q_1 和低侧开关管 Q_2 组成的开关电路、谐振电感 L_r 、谐振电容 C_s 以及励磁电感 L_m 组成的 LLC 谐振槽、变压器 T、整流二极管 D_1 、 D_2 组成的整流电路、输出滤波电容 C_o 组成的输出电路。

电容电压为电流的积分, 即 $V_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt$ 。

在半桥 LLC 电路中, 谐振电流为前半开关周期内的输入电流, 因此, 每个周期的输入电荷为串联谐振电容在高低侧开关管关断时的电荷以及开关管上结电容的电荷之和^[6], 其关系见式(1), 输入功率 P_{in} 可用式(2)表示

$$Q_{net} = C_s (V_{Cs_tHoff} - V_{Cs_tLoff}) + 2C_j V_{in} \quad (1)$$

$$P_{in} = V_{in} f_s C_s (V_{Cs_tHoff} - V_{Cs_tLoff}) + 2C_j V_{in}^2 f_s \quad (2)$$

其中, Q_{net} 为一个开关周期的净输入电荷, C_s 为串联谐振电容, C_j 为开关管的结电容, V_{Cs_tHoff} 为高侧开关管关断时的串联谐振电容电压, V_{Cs_tLoff} 为低侧开关管关断时的串联谐振电容电压, V_{in} 为输入电压, f_s 为开关管的工作频率。

因为串联谐振电容电压的平均值为 $V_{in}/2$, 所以高侧开关管关断时的电容电压与低侧开关管关断时的电容电压以及输入电压的关系为

$$V_{Cs_tHoff} + V_{Cs_tLoff} = V_{in} \quad (3)$$

2 电荷控制策略

LLC 谐振电路可以在整个周期内实现软开关, 其最大的弱点就是瞬态性能不好, 为了获得快速响应性能, 采用电荷控制策略^[7-10], 只需要控制每个周期的输入电荷, 即可控制输出电压。如前所述, 每个周期的输入电荷由高低侧开关管关断时的串联谐振电容电压来决定, 即 V_{Cs_tHoff} 和 V_{Cs_tLoff} 。电荷控制通过分压电容将串联谐振电容电压衰减到信号电压

水平再与两个阈值电压 V_{th_H} 和 V_{th_L} 进行比较,由此产生脉冲来关断高低侧开关,获得期望的 V_{Cs_tHoff} 和 V_{Cs_tLoff} 来控制输入电荷,因此,输入电荷将由阈值电压 V_{th_H} 和 V_{th_L} 来控制。

两个阈值电压 V_{th_H} 和 V_{th_L} 由控制电路电压补偿器输出经过全差分放大电路产生,与高低侧开关管关断时的电压 V_{Cs_tHoff} 和 V_{Cs_tLoff} 存在如下关系:

$$V_{Cs_tHoff} = K_{sen} V_{th_H} \quad (4)$$

$$V_{Cs_tLoff} = K_{sen} V_{th_L} \quad (5)$$

其中, K_{sen} 为电容分压系数,由式(4)、(5)可知,阈值电压 V_{th_H} 和 V_{th_L} 关于 $K_{sen} \cdot V_{in} / 2$ 对称,即 $K_{sen} \cdot V_{in} / 2$ 为全差分放大器的共模电压。

阈值电压 V_{th_H} 和 V_{th_L} 与检测电压 V_{Cs} 通过比较器比较,当检测电压 V_{Cs} 大于阈值电压 V_{th_H} 时,SR 触发器直接复位端工作,关断高侧开关管,当检测电压 V_{Cs} 小于阈值电压 V_{th_L} 时,SR 触发器直接复位端工作,关断低侧开关管,检测电压介于两个阈值电压之间时,高低侧开关管的开通由死区时间来控制。

电荷控制时脉冲波形见图 2。

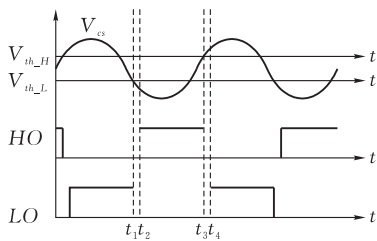


图 2 基于电荷控制的半桥 LLC 脉冲波形图

3 小信号模型

3.1 小信号模型的推导

电荷控制策略只需控制每个周期的输入电荷,即相当于控制输入功率。假设变换器效率为 100%,则输出功率等于输入功率,输出功率为输出

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{th_H}} = -\frac{Z_o K_2}{K_3 K_4 Z_o + K_1 Z_o - 1} = \frac{2K_{sen} V_o V_{in} R_L C_s F_s}{R_L C_o V_o^2 s + (F_s - K_4 V_o)[V_{in} R_L C_s \cdot (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j V_{in}^2 R_L] + V_o^2} \quad (13)$$

由式(13)可知,输出电压与控制信号的小信号传递函数为一阶函数,则无论输入电压、输出电流怎么变化,基于电荷控制策略下的半桥 LLC 均为一阶系统,因此,半桥 LLC 可视为一阶系统,很容易实现环

$$f_{pole} = \frac{(F_s - K_4 V_o)[V_{in} R_L C_s \cdot (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j V_{in}^2 R_L] + V_o^2}{2\pi R_L C_o V_o^2} \quad (14)$$

3.2 小信号模型的仿真

利用 Mathcad 对小信号模型进行伯德图仿真,仿真中使用的参数见表 1。不同输入负载下的小信

电压 V_o 与二次侧整流平均电流 I 的乘积,关系表达式如式(6)所示,输出电压的小信号可用式(7)表示

$$P_{in} = V_o \cdot I \quad (6)$$

$$\hat{v}_o = \hat{Z}_o \cdot i_{sec} \quad (7)$$

其中, Z_o 为输出网络阻抗,其值

$$Z_o = \frac{R_L}{1 + s \cdot C_o \cdot R_L} \quad (8)$$

其中, R_L 为输出负载, C_o 为输出电容。

联立(2)、(3)、(4)、(6),可得二次侧平均电流

$$i_{sec} = \frac{V_{in} C_s f_s (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j f_s V_{in}^2}{V_o} \quad (9)$$

为了得到输出与控制传递函数,输入电压可视为一个固定的常数,则二次侧平均电流仅受开关频率 f_s 、阈值电压 V_{th_H} 、输出电压 V_o 的影响,则小信号模型如

$$\hat{i}_{sec} = K_1 \hat{v}_o + K_2 \hat{v}_{th_H} + K_3 \hat{f}_s \quad (10)$$

其中, K_1 、 K_2 、 K_3 均为偏导数,其值分别为:

$$K_1 = \frac{\partial i_{sec}}{\partial V_o} = -\frac{V_{in} C_s F_s (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j F_s V_{in}^2}{V_o^2},$$

$$K_2 = \frac{\partial i_{sec}}{\partial V_{th_H}} = \frac{2V_{in} C_s F_s K_{sen}}{V_o},$$

$$K_3 = \frac{\partial i_{sec}}{\partial f_s} = \frac{V_{in} C_s (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j V_{in}^2}{V_o}$$

其中, V_o 、 F_s 、 V_{th_H} 为直流稳态运行工作点处的输出直流电压、开关频率以及阈值电压。

在半桥 LLC 中,由频率—增益曲线可知,开关频率在谐振频率附近,开关频率与输出电压近似为线性关系,则在小信号模型中,可表示为

$$\hat{f}_s = K_4 \hat{v}_o \quad (11)$$

其中, K_4 为一个常数。

联立式(7)、(10)、(11),可得输出电压小信号模型为:

$$\hat{v}_o = \hat{Z}_o i_{sec} = Z_o (K_1 \hat{v}_o + K_2 \hat{v}_{th_H} + K_3 K_4 \hat{v}_o) \quad (12)$$

由式(12)可以得到输出电压与控制的小信号传递函数为:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{th_H}} = -\frac{2K_{sen} V_o V_{in} R_L C_s F_s}{R_L C_o V_o^2 s + (F_s - K_4 V_o)[V_{in} R_L C_s \cdot (2K_{sen} V_{th_H} - V_{in}) + 2C_j V_{in}^2 R_L] + V_o^2} \quad (13)$$

路补偿,拥有较高的带宽,具有良好的瞬态性能。

小信号传递函数的极点如式(14),直流增益如式(15):

号模型伯德图仿真如图 3、4 所示。

表 1 半桥 LLC 谐振电路的主要参数

名称	符号	数值
输入电压/V	V_{in}	320—410
输出电压/V	V_o	24
谐振电感/ μH	L_r	38
励磁电感/ μH	L_s	230
谐振电容/nF	C_r	66
开关管结电容/nF	C_j	0.1
输出电容/mF	C_o	4
分压系数	K_{sen}	65
开关频率/kHz	f_s	80—120

1)输入电压为 320 V,输出负载为 6 Ω 情况下的轻载,幅频曲线、相频曲线分别如图 3 所示的 Gain(f)、Phase(f);加入补偿后的幅频曲线、相频曲线分别如图 4 所示的 G(f)、P(f);

2)输入电压为 320 V,输出负载为 1 Ω 情况下的重载,幅频曲线、相频曲线分别如图 3 所示的 Gain1(f)、Phase1(f);加入补偿后的幅频曲线、相频曲线分别如图 4 所示的 G1(f)、P1(f);

3)输入电压为 410 V,输出负载为 6 Ω 情况下的轻载,幅频曲线、相频曲线分别如图 3 所示的 Gain2(f)、Phase2(f);加入补偿后的幅频曲线、相频曲线分别如图 4 所示的 G2(f)、P2(f);

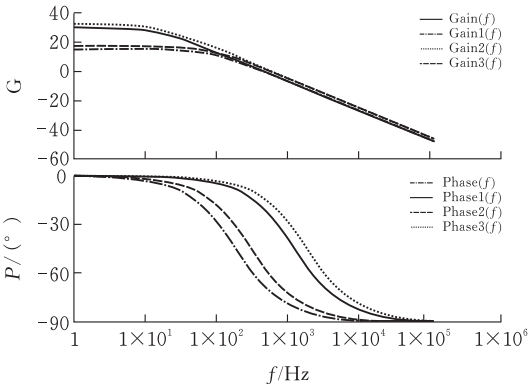


图 3 不同输入电压负载下的伯德图

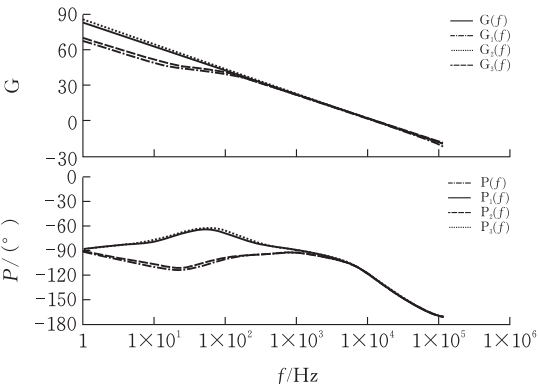


图 4 补偿后的不同输入电压负载下的伯德图

4)输入电压为 410 V,输出负载为 1 Ω 情况下的重载,幅频曲线、相频曲线分别如图 3 所示的

Gain3(f)、Phase3(f);加入补偿后的幅频曲线、相频曲线分别如图 4 所示的 G3(f)、P3(f);

从图 3、图 4 可以看出不同输入电压负载下时,加入一个简单的 II 型补偿之后,在输入电压为 410 V 时,其带宽可达 21 kHz,略大于开关频率的 1/6;在输入电压为 320 V 时,其带宽可达 16 kHz,高达开关频率的 1/5;且在 100 Hz 时,所有条件下的增益幅度都大于 40 dB,因此可以很好的降低输入电压纹波的干扰。

4 仿真模型及波形分析

在 PSIM 仿真软件中搭建半桥 LLC 谐振电路的仿真模型见图 5,电路参数见表 1。

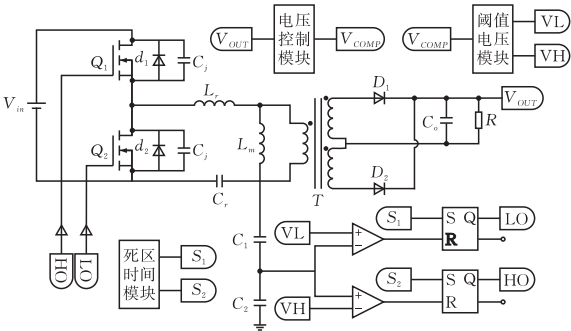


图 5 半桥 LLC 谐振电路仿真模型

上下开关管的电压电流波形分别如图 6、图 7 所示,谐振电容电压以及谐振电流波形如图 8 所示,输出电压、输出电流波形分别如图 9 所示,

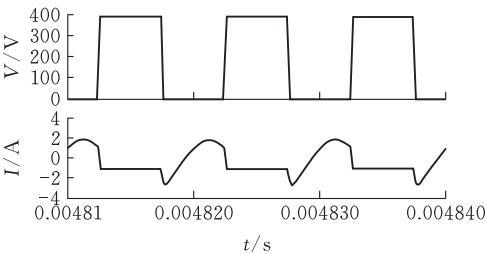


图 6 上开关管的电压电流波形图

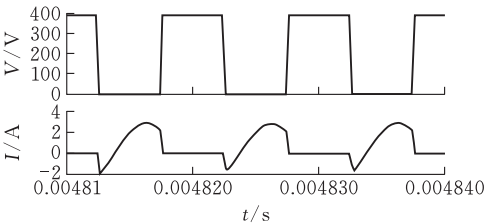


图 7 下开关管的电压电流波形图

由图 6、图 7 可以看出上下开关管均可实现零电压开通,且无桥臂直通的情况出现,图 8 中谐振电容电压以及谐振电流波形近似为对称的正弦波,谐振电流波形上出现小凹槽的原因是因为在死区时间内上下管的结电容充放电引起的,由图 9 可以看出,输出电压的启动时间不足 2 ms,且在启动过程中输出

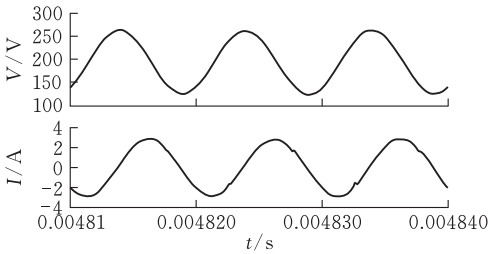


图 8 谐振电容电压以及谐振电流波形图

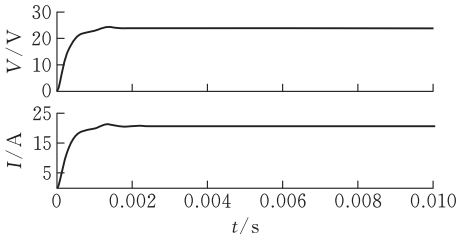


图 9 输出电压电流波形图

电压电流平缓无过冲。

5 结论

对基于电荷控制策略的半桥 LLC 谐振电路进行了小信号模型的推导,输出电压–控制信号为一阶函数,相比采用直接频率控制的半桥 LLC 谐振电路中的输出电压–控制频率的三阶函数降低了系统阶数,并通过环路补偿前后仿真说明电荷控制策略带宽更宽,最后通过 PSIM 仿真模型验证了采用电荷控制策略在启动过程中不仅启动时间达到 μs 级别,而且启动过程平缓无过冲。

[参 考 文 献]

[1] Lu B. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]// Applied Power Electronics Conference

and Exposition, 2006. IEEE, 2006.

[2] Choi H. Analysis and Design of LLC Resonant Converter with Integrated Transformer [C]// Applied Power Electronics Conference, APEC 2007 - Twenty Second Annual IEEE. IEEE, 2007.

[3] 徐超,张森.基于 LLC 谐振的大功率 LED 驱动电源的研究[J].电力电子技术,2014,48(5):42-44.

[4] Musavi F,Craciun M,Eberle W.An LLC resonant DC-DC converter for wide output voltage range battery charging applications[J].IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(12):5437-5445.

[5] Yang B,Lee F.Small-signal analysis for LLC resonant converter[C]// Center for Power Electronics Systems Seminar,2003:144-149.

[6] Hu Z, Liu Y F, Sen P C. Cycle-by-cycle average input current sensing method for LLC resonant topologies [C]// Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE. IEEE, 2013..

[7] Yuepeng W, Zhaoyang Y, Meng T, et al. Positive/negative pulse charging technology of battery based on PFC-LLC topology[C]// Fifth International Conference on Instrumentation &. Measurement. IEEE, 2016..

[8] Choi H.Charge current control for LLC resonant converter[C]// 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition,2015:1448-1452.

[9] Kang S W, Cho B H. Digitally implemented charge control for LLC resonant converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017:1-1..

[10] McDonald B, Li Y. A novel LLC resonant controller with best-in-class transient performance and low stand-by power consumption[C]// 2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2018; 489-493.

Modeling and Simulation for a Half-Bridge LLC Circuit
based on Charge Control Strategy

LIU Zhicheng, ZHAO Yang,XU Tieduo,YANG Tingang

(Hubei Collaborative Innovation Center for High-efficiency Utilization of Solar Energy ,
Hubei Univ. of Tech., Wuhan 430068, China)

Abstract:For the traditional frequency control model of the half-bridge LLC resonant circuit being the three-order system and the difficulty in achieving loop compensation and narrow bandwidth among such high order systems, a small signal model is established for the half-bridge LLC circuit based on charge control strategy. The control model shows that the charge control strategy can simplify the third-order system, which is based on traditional frequency control, to the first order system. The first-order system can easily achieve loop compensation and have wide bandwidth. The half-bridge LLC circuit based on charge control strategy is then simulated. The simulation results show that a half-bridge LLC circuit based on charge control strategy can get good starting process.

Keywords: charge control; LLC resonant converter; small signal model; zero voltage switching

[责任编辑: 张岩芳]