

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.04.012

LLC 谐振变换器 ZVS 开通研究

王三虎¹, 冯江华², 陈修林²

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007;
2. 南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 合理选择 LLC 谐振变换器的死区时间是实现功率开关管零电压开通的前提。基于基波分析法等效模型, 推导出保证功率开关管零电压开通的最小死区时间和最大死区时间, 得出保证开关管零电压开通的死区工作区间。通过 SABER 搭建了一个 LLC 模型, 验证了区间的合理性。

关键词: LLC 谐振变换器; ZVS 开通; 死区时间

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2012)04-0052-04

Research on Realizing the ZVS Operation of LLC Resonant Converter

Wang Sanhu¹, Feng Jianghua², Chen Xiulin²

(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China; 2. CSR Zhuzhou institute Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: The reasonable dead time is the premise for realizing the ZVS operation. Based on the circuit equivalent model, the minimum dead time and maximum dead time is deduced and the interval is obtained. A LLC resonant converter model is established through the SABER software, and the reasonable interval is verified.

Keywords: LLC resonant converter; zero voltage switching conduction; dead time

0 引言

LLC 谐振变换器结构简单, 可以在全负载范围内实现功率开关管零电压 (zero voltage switching, ZVS) 开通以及整流管的零电流 (zero current switching, ZCS) 关断, 大大提高了变换器的效率。准确地描述 3 器件 (谐振电感 L_r , 谐振电容 C_r 和激磁电感 L_m) 谐振时谐振电流的变化, 对研究功率开关管 ZVS 开通意义重大。目前对 3 器件谐振时谐振电流的变化存在 3 种观点:

1) 3 器件谐振时, 谐振电流大小是恒定不变的^[1-2]。

2) 3 器件谐振时, 谐振电流是缓慢下降的^[3]。

3) 3 器件谐振时, 谐振电流是缓慢上升的^[4]。

上述 3 种观点都没有全面地指出 3 器件谐振时谐振电流的详细动态变化过程。本文通过详细地推导 LLC 谐振变换器整个过程的电流表达式, 提出 3 器件谐振时的电流变化是先增大后减小的观点。

保证功率开关管 ZVS 开通的条件是, 谐振槽路中的电流必须在功率开关管开通前, 对其寄生电容完全放电。当电路工作在死区模式时, 谐振电流通过峰值之后对寄生电容放电, 在极短的时间内谐振电流可以认为保持不变。为了简化计算, 全文认为谐振电流以峰值电流大小对寄生电容放电, 此时所需要的时间最短, 谐振电流不断减小, 电流过零时,

收稿日期: 2012-06-04

作者简介: 王三虎 (1986-), 男, 河南新乡人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为现代电力电子技术及系统,

E-mail: sanhu1986@126.com

寄生电容如果还没有完全放电,将失去功率开关管ZVS开通的条件;如果寄生电容在电流过零前放电结束,都将具备开关管ZVS开通的条件;在恰好放电结束时,达到开关管实现ZVS开通的临界条件,此时的时间最长。

1 LLC谐振变换器

LLC半桥谐振变换器电路结构如图1所示。 Q_1 、 Q_2 为MOSFET管, Q_1 和 Q_2 组成一对上下桥臂, D_{oss1} 、 D_{oss2} 和 C_{oss1} 、 C_{oss2} 分别为 Q_1 、 Q_2 的反并联寄生二极管和寄生电容;谐振电感 L_r (一般由变压器的漏感来实现)、激磁电感 L_m 和谐振电容 C_r 构成谐振网络;整流桥采用全波整流, C_o 是输出滤波电容。

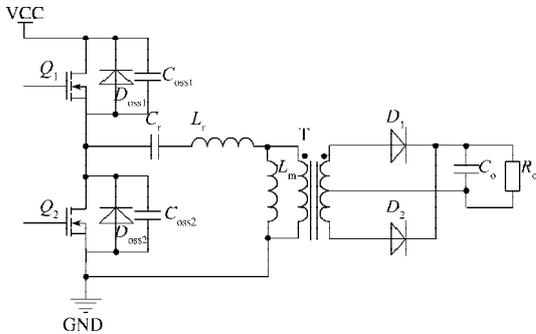


图1 LLC半桥谐振变换器电路结构

Fig. 1 The circuit structure of LLC half bridge resonant converter

LLC谐振变换器有2个谐振频率,一个是能量传输阶段的谐振频率,由谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 两个器件谐振产生:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

另一个是能量停止传输的谐振频率,由谐振电感 L_r 、谐振电容 C_r 和激磁电感 L_m 三个器件谐振产生:

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

LLC谐振变换器可工作于3个不同频率范围:1)高于 f_s ;2)在 f_m 和 f_s 之间;3)低于 f_m 。当工作在第一种工作状态时,电路工作在感性区域,能够实现原边功率开关管的ZVS开通,但不能实现副边整流管的ZCS关断,存在电流反向恢复问题,有损耗;当工作在第二种工作状态时,电路仍然工作在感性区域,此时可以实现主功率开关管的ZVS开通,整流二极管的ZCS关断,大大提高了变换器的效率;当工作在第三种工作状态时,电路将工作在容性区域,不能实现功率开关管的ZVS开通。

2 LLC谐振变换器3器件谐振电流

谐振电容电压和开关管两端电压波形,见图2。

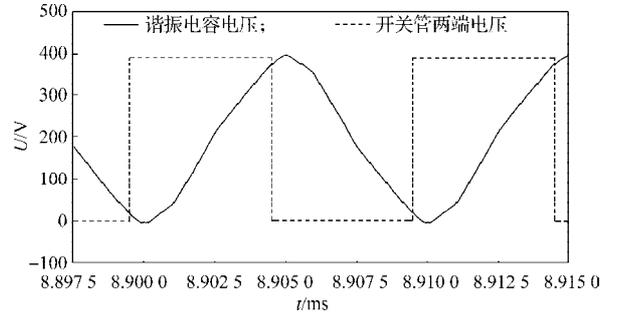


图2 谐振电容电压和开关管两端电压

Fig. 2 Resonance capacitance voltage and switch tube voltage

当电路进入3器件谐振工作过程时,激磁电感错位消失。由图2可知,此时开关管两端的电压大于谐振电容两端的电压,二者的差值加在谐振电感和激磁电感上,谐振电感和激磁电感分压,因此谐振电流会有一个增加的过程,谐振电容在此过程充电。当谐振电容电压和开关管两端电压相等时,谐振电流达到峰值。开关管关断在3器件谐振时的任何一个时刻,都能保证功率开关管的ZVS开通,但在3器件谐振结束时关断开关管,电路中的谐振电流最大,寄生电容放电时间最短,在此时关掉 Q_1 (Q_2),开关管寄生电容开始放电,出现谐振电容电压大于开关管两端电压的情况,谐振电流开始减小,直到放电结束。

LLC谐振变换器的主要工作波形如图3所示,其工作过程主要分成6个阶段。

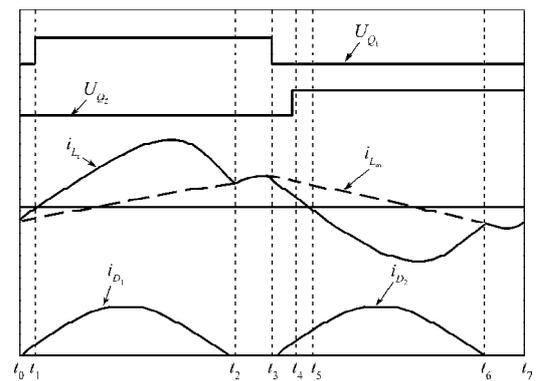


图3 LLC工作波形

Fig. 3 LLC work waveform

为了计算方便,在计算谐振电流时,开关管寄生电容忽略不计,并利用三角函数的简化思想^[5],推导各阶段谐振电流表达式。

设输入电压为 V_{cc} ,输出电压为 V_o , L_r 和 C_r 的谐振角频率为 ω_r ,阻抗 $Z_0 = \sqrt{L_r/C_r}$, L_r 、 L_m 和 C_r 的谐振

角频率为 ω_m , 阻抗 $Z_1 = \sqrt{\frac{L_r + L_m}{C_r}}$, 谐振电感电流 i_{L_r} ,

激磁电感电流 i_{L_m} , 谐振电容电压 V_{C_r} , 变压器匝比为 n 。

阶段 $t_0 \sim t_1$:

$$V_{C_r}(t_1) = nV_o - V_{cc} - [nV_o + V_{C_r}(t_0) - V_{cc}] \cos \omega_s(t_1 - t_0) - i_{L_r}(t_0) Z_0 \sin \omega_r(t_1 - t_0),$$

$$i_{L_r}(t_1) = \frac{V_{cc} - V_{C_r}(t_0) - nV_o}{Z_0} \sin \omega_s(t_1 - t_0) + i_{L_r}(t_0) \cos \omega_s(t_1 - t_0),$$

$$i_{L_m}(t_1) = -i_{L_m}(t_0) + \frac{nV_o}{L_m}(t_1 - t_0)。$$

阶段 $t_1 \sim t_2$:

$$V_{C_r}(t_2) = V_{cc} - nV_o + [nV_o + V_{C_r}(t_1) - V_{cc}] \cos \omega_r(t_2 - t_1) + i_{L_r}(t_1) Z_0 \sin \omega_r(t_2 - t_1),$$

$$i_{L_r}(t_2) = \frac{V_{cc} - V_{C_r}(t_1) - nV_o}{Z_0} \sin \omega_s(t_2 - t_1),$$

$$i_{L_m}(t_2) = -i_{L_m}(t_1) + \frac{nV_o}{L_m}(t_2 - t_1)。$$

阶段 $t_2 \sim t_3$:

$$\begin{aligned} V_{C_r}(t_3) &= V_{cc} - [V_{cc} - V_{C_r}(t_2)] \cos \omega_m(t_3 - t_2) + i_{L_r}(t_2) Z_1 \sin \omega_m(t_3 - t_2), \\ i_{L_r}(t_3) &= i_{L_r}(t_2) \cos \omega_m(t_3 - t_2) + \frac{V_{cc} - V_{C_r}(t_2)}{Z_1} \sin \omega_m(t_3 - t_2), \\ i_{L_m}(t_3) &= i_{L_r}(t_3)。 \end{aligned} \quad (1)$$

由式 (1) 解得

$$i_{L_r, \max} = \sqrt{i_{L_r}^2(t_2) + \left(\frac{V_{cc} - V_{C_r}(t_2)}{Z_1} \right)^2}。$$

阶段 $t_3 \sim t_4$:

$$V_{C_r}(t_4) = [V_{C_r}(t_3) - nV_o] \cos \omega_s(t_4 - t_3) + i_{L_r}(t_3) Z_0 \sin \omega_s(t_4 - t_3) + nV_o,$$

$$i_{L_r}(t_4) = i_{L_r}(t_3) \cos \omega_s(t_4 - t_3) + \frac{nV_o - V_{C_r}(t_3)}{Z_0} \sin \omega_s(t_4 - t_3),$$

$$i_{L_m}(t_4) = -i_{L_m}(t_3) - \frac{nV_o}{L_m}(t_4 - t_3),$$

$$t_4 - t_3 = \frac{1}{\omega_s} \tan^{-1} \frac{i_{L_r}(t_3) Z_0}{V_{C_r}(t_3) - nV_o}。$$

阶段 $t_4 \sim t_6$:

$$V_{C_r}(t_6) = [V_{C_r}(t_4) - nV_o] \cos \omega_s(t_6 - t_4) + i_{L_r}(t_4) Z_0 \sin \omega_s(t_6 - t_4) + nV_o,$$

$$i_{L_r}(t_6) = \frac{nV_o - V_{C_r}(t_4)}{Z_0} \sin \omega_s(t_6 - t_4),$$

$$i_{L_m}(t_6) = -i_{L_m}(t_4) - \frac{nV_o}{L_m}(t_6 - t_4)。$$

当 $i_{L_r}(t) = 0$, 即 $i_{L_r}(t_5) = 0$ 时, 由图 2 和三角函数的

周期性, 解得 $t_5 = \frac{k\pi}{\omega_s} + t_4$ ($k=0, 1, \dots$), 这里取 $t_5 = \frac{\pi}{\omega_s} + t_4$ 。

阶段 $t_6 \sim t_7$:

$$V_{C_r}(t_7) = V_{C_r}(t_6) \cos \omega_m(t_7 - t_6) +$$

$$i_{L_r}(t_6) Z_1 \sin \omega_m(t_7 - t_6),$$

$$i_{L_r}(t_7) = i_{L_r}(t_6) \cos \omega_m(t_7 - t_6) -$$

$$\frac{V_{C_r}(t_6)}{Z_1} \sin \omega_m(t_7 - t_6),$$

$$i_{L_m}(t_7) = i_{L_r}(t_7) = i_{L_m}(t_6^-) = i_{L_r}(t_6^-),$$

$$V_{C_r}(t_7) = V_{C_r}(t_6^-)。$$

3 ZVS 开通最小和最大死区时间

为了实现功率开关管的 ZVS 开通, 变换器必须始终工作在感性区域。在死区时间内, 功率开关管的寄生电容有足够的时间完全放电。在 i_{L_r} (i_{L_m}) 通过峰值后, 功率开关管寄生电容开始放电, 在很短的时间内, 可以认为谐振电流最大值 $i_{L_r, \max}$ 保持不变, 此时所需时间最短。如果小于这个时间, 功率开关管寄生电容尚未完全放电, 不能实现 ZVS 开通。由上述分析得, 满足原边功率管 ZVS 开通的死区时间

$$t_d \geq C_p \frac{du}{i_{L_r}}, \quad (2)$$

式中: C_p 为 MOSFET 管 Q_1 和 Q_2 寄生电容 C_{oss1} , C_{oss2} ; du 为电压的微分。

满足原边功率管 ZVS 开通的最小死区时间

$$t_{d, \min} = C_p \frac{V_{cc}}{i_{L_r, \max}}。 \quad (3)$$

在 t_2 时刻电路进入 3 器件谐振工作状态, 如果满足式 (4) 或者式 (5), 副边二极管就开始导通, L_m 即被钳位。在 t_3 时刻, 电路进入死区时间, 寄生电容开始放电。在 t_5 时刻, 如果寄生电容还不能完全放电, 功率开关管将失去 ZVS 开通条件。因此, 在 t_5 时刻恰好对寄生电容放电结束是功率开关管 ZVS 开通的临界条件, 最大死区时间是区间 $[t_3, t_5]$ 。

$$(V_{cc} - V_{C_r}) \frac{L_m}{L_m + L_r} > nV_o, \quad (4)$$

$$(V_{cc} - V_{C_r}) \frac{L_m}{L_m + L_r} < -nV_o, \quad (5)$$

满足原边功率管ZVS开通的最大死区时间

$$t_{d,max} = (t_5 - t_4) + (t_4 - t_3) = \frac{1}{\omega_s} \tan^{-1} \frac{i_{L_r}(t_3) Z_0}{V_{C_r}(t_3) - nV_o} + \frac{\pi}{\omega_s}。$$

4 仿真验证

为了能看到3器件谐振时谐振电流的详细情况, 根据上述分析搭建一个LLC仿真平台。在利用仿真平台仿真时, 主观地加大了死区时间, 实际中死区时间很小。假设谐振电容电压的初始值为 $C_r(t_0)=0\text{ V}$, $V_{cc}=390\text{ V}$, $V_o=12\text{ V}$, 开关管驱动信号周期 $T=10\text{ }\mu\text{s}$, 占空比(用来模拟死区时间)为0.45, $L_r=53\text{ }\mu\text{H}$, $L_m=270\text{ }\mu\text{H}$, $C_r=24\text{ nF}$, 变压器匝比 $n=12:1:1$, 负载 $R_o=2\text{ }\Omega$ 。

在电路达到稳态时谐振电感电流, 激磁电感电流如图4所示, 功率开关管开通电压和开通电流信号如图5所示。

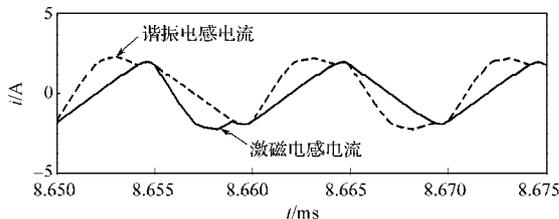


图4 谐振电感电流和激磁电感电流
Fig. 4 Resonant inductance current and excitation inductance current

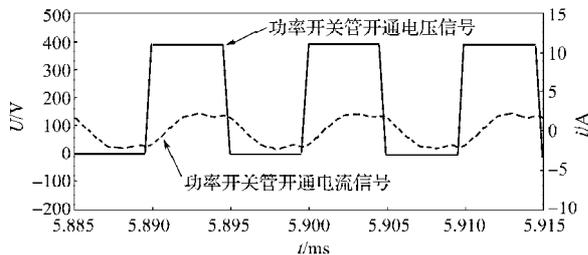


图5 功率开关管开通电压和开通电流信号

Fig. 5 The turning-on voltage and turning-on current signals for power switch tube

根据前文分析的理论, 设置死区时间 $t_d=0.5\text{ }\mu\text{s}$ 。从图4可以看出, 3器件谐振时谐振电流确实是按照

先增大后减小的规律变化的; 从图5可以看出, 功率开关管电压降到0时, 电流才开始增加, 功率开关管实现了ZVS开通。

5 结语

提出了一种能够准确表示谐振电流动态变化过程的方法, 提出基于死区时间实现功率开关管ZVS开通的方法。3器件谐振电流达到峰值后, 在很短时间内, 认为电流大小保持不变, 当电路工作在死区模式, 谐振电流以峰值电流大小对寄生电容放电, 此时所需要的时间最短; 谐振电流不断减小, 电流过零时, 寄生电容如果还没有完全放电, 将失去功率开关管ZVS开通的条件, 如果寄生电容恰能完全放电, 开关管仍然可以实现ZVS开通, 此时的时间最长。最后通过仿真平台验证了理论的合理性。

参考文献:

- [1] 江雪, 龚春英. LLC半桥谐振变换器参数设计法的比较与优化[J]. 电力电子技术, 2009, 43(11): 56-58.
Jiang Xue, Gong Chunying. Comparison and Optimization for LLC Half-Bridge Resonant Converter Parameter Design [J]. Power Electronics, 2009, 43(11): 56-58.
- [2] Yang Sihun, Abe Seiya, Shoyama Masahito. Design Consideration of Two Transformers in a Low-Profile LLC Resonant Converter[C]// 8th International Conference on Power Electronics-ECCE Asia. Jeju: Conference Publications, 2011: 854-859.
- [3] 沈萍. LLC型串并联谐振变换器的设计与实现[J]. 电源世界, 2010(5): 30-33.
Shen Ping. The Design and Realization of LLC Series-Parallel Resonant Converter[J]. The World of Power Supply, 2010 (5): 30-33.
- [4] Kim B C, Park K B, Moon G W. LLC Resonant Converter with Asymmetric PWM for Hold-up Time[C]//8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia. Daejeon: Conference Publications, 2011: 38-43.
- [5] 蔡志浩. LLC半桥型谐振式DC/DC电力转换器之分析与实现[D]. 台湾: 国立成功大学, 2008.
Cai Zhihao. Analysis and Implementation for A Half-Bridge DC/DC LLC Resonant Converter[D]. Taiwan: National Cheng Kung University, 2008.

(责任编辑: 邓光辉)