

新型 LLC 谐振变换器的分析与设计

陆治国 余昌斌

(重庆大学电气工程学院高电压与电工新技术教育部重点实验室 400044)

摘要 针对多数文献对 LLC 谐振电路工作原理阐述的不够详细和贴近实际, 详细阐述了 LLC 谐振电路的工作原理。该拓扑采用固定死区的互补调频控制方式, 利用变压器的漏感和励磁电感, 通过与谐振电容产生谐振, 实现零电压开关 (ZVS)。结果表明, LLC 谐振变换器具有转换效率高、EMI 小等诸多优点, 更适合开关电源的高频化和高效率的要求。

关键词 LLC 谐振 软开关 零电压开关

1 引言

近代电子设备的发展, 对开关电源提出了诸如高频化、小型化、低噪声以及高功率密度等方面的要求。因为谐振变换器具有高效、高开关频率和高功率密度的特点, 正逐步成为研究的重点。于是, 准谐振、谐振开关以及全谐振等结构应运而生。以前, 研究人员对串联谐振变换器 (SRC) 和并联谐振变换器 (PRC) 的特点和工作方式已经进行了很多的研究, 发现它们各有优缺点。比如, 对 SRC, 在小负载下设计输出电压的控制电路一直是个难题; 对 PRC, 能量循环会损害高线性度或小负载时的效率。相对而言, 新型的 LLC 谐振变换器具有很多优点。本文对 LLC 谐振变换器的工作原理和特点进行了详细的分析。

2 LLC 谐振变换器的工作原理

2.1 LLC 谐振变换器

文献 [1] 提出了一种用于分布式功率系统的 LLC 谐振变换器, 其电路拓扑结构如图 1 所示。这种变换器具有如下优点^[1,2]: 在零到全负载范围内具有 ZVS 功能; MOSFET 关断电压低, 因此变换器的关断损耗是非常低的; 高输入电压下具有高效率, 可以在正常工作条件下对变换器进行最优化设计; 变换器二次侧没有滤波电感, 二次侧整流管电压应力低, 其上电压可减少到输出电压的 1/2 倍; 变换器的磁性元件能很容易的集成到一个磁心

上; 变压器的漏感和励磁电感也能被利用^[3]。

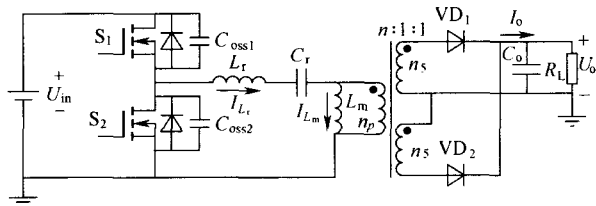


图 1 LLC 谐振变换器

2.2 LLC 谐振变换器的工作原理

LLC 谐振变换器电路有两个谐振频率, 一个是谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的谐振频率, 一个是 L_m 加上 L_r 与 C_r 的谐振频率。即

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m) C_r}}$$

图 2 是 LLC 谐振变换器工作在开关频率大于 f_2 、小于 f_1 范围内的主要工作波形, LLC 谐振变换器主要工作在这个范围内。很多文献在讨论

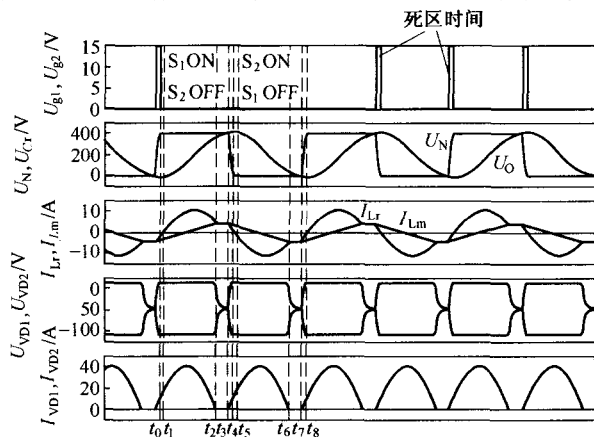


图 2 LLC 谐振电路的主要工作波形

国家自然科学基金项目 (59777021), 教育部“春晖计划”项目资助。

LLC 谐振变换器的工作过程时,并未考虑实际工作中功率开关管的体二极管、漏-源极间的寄生电容和死区时间的影响,这里给出了 LLC 谐振变换器一周期内的全部工作阶段和工作波形。包括两个功率 MOSFET (其占空比都为 0.5) 两端的电压 U_{g1} 和 U_{g2} ; 半桥中点电压 U_N 和谐振电容电压 U_{Cr} ; 串联谐振电感 L_r 的电流 I_{Lr} 和励磁电感 L_m 的电流 I_{Lm} ; 输出二极管电流 I_{VD1} 和 I_{VD2} 。一个开关周期内的工作状态可分为以下 8 个工作阶段,如图 3 所示。

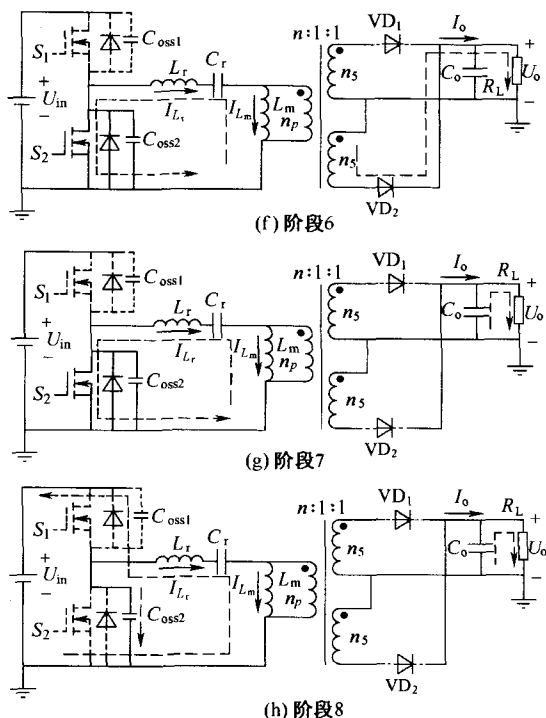
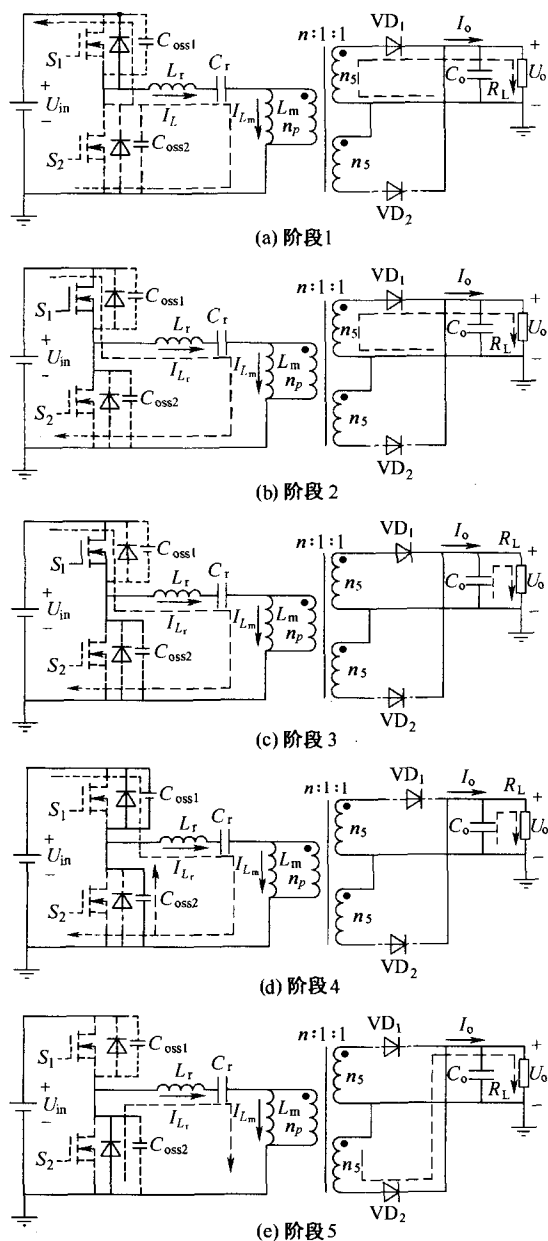


图 3 一个周期内的工作阶段

阶段 1 ($t_0 \sim t_1$):

在 t_0 时刻, S_2 关断, 电路进入阶段 1 状态, 这时谐振电感 L_r 内的电流为负, 因此 S_1 上的二极管导通, 为 S_1 的 ZVS 导通创造了条件。此阶段能量回馈至输入 U_{in} 。

当 S_1 的体内二极管导通时, I_{Lr} 开始增加, 变压器的极性为上正下负, 迫使二次侧二极管 VD_1 导通, 变压器开始在二次侧输出电压。 L_m 上的电压为 nU_o , 被输出电压钳位, 因此, 只有 L_r 和 C_r 参与谐振, L_m 在此过程中恒压充电。

当谐振电流 I_{Lr} 上升至 0 时, 阶段 1 工作状态结束。

阶段 2 ($t_1 \sim t_2$):

当谐振电感电流 I_{Lr} 由负变正时, 进入阶段 2 工作状态。 S_1 在阶段 1 时已经加上门极开通信号, 因此在 t_1 时刻正向导通, 此时输出整流管 VD_1 导通, 变压器一次侧电压被钳位在 nU_o , L_m 在此电压下线性充电, 不参与谐振。此阶段, 整个电路类似于一个带有谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r 的串联谐振电路, 能量由输入 U_{in} 传递到 U_o 。

当 L_r 电流与 L_m 电流相同时, 阶段 2 工作状态结束, 此时输出二极管 VD_1 的电流变为零。

阶段 3 ($t_2 \sim t_3$):

t_2 时, 电感 L_r 的电流 I_{L_r} 与电感 L_m 的电流 I_{L_m} 相等, 输出整流管 VD_1 和 VD_2 反偏截止, 变压器二次侧电压小于输出电压, 输出被变压器隔离, L_m 开始参与谐振, 组成一个与 L_r 和 C_r 串联的谐振回路。输出电容 C_o 放电, 继续给输出供电。

t_3 时刻 S_1 关断, 阶段 3 工作状态结束。

阶段 4 ($t_3 \sim t_4$):

t_3 时, S_1 、 S_2 关断, 进入死区时间。此时, 因为电感 L_r 与电感电流 L_m 相等, 输出仍然被变压器隔离。因此 L_m 仍然与 L_r 和 C_r 一起谐振, 谐振电流给 S_1 的寄生电容 C_{oss1} 充电, 同时为 S_2 的寄生电容 C_{oss2} 放电。输出整流管 VD_1 和 VD_2 反偏截止, 输出 U_o 由 C_o 放电继续供给能量。

当 C_{oss2} 放电结束时, S_2 上的二极管导通, 此时阶段 4 工作状态结束。

阶段 5 ($t_4 \sim t_5$):

t_4 时, S_1 仍然关断, S_2 上的二极管导通, 为 S_2 的 ZVS 导通创造了条件。此时输出整流管 VD_2 导通, 变压器一次侧电压被钳位在 $-nU_o$, 上负下正。 L_m 在此电压下线性充电, 不参与谐振, 只有 L_r 和 C_r 参与谐振, 谐振电流流经 L_m 和变压器一次侧及 S_2 的体二极管, 能量传递至输出 U_o 。

当谐振电流 I_{L_r} 下降至 0 时, 阶段 5 工作状态结束。

阶段 6 ($t_5 \sim t_6$):

t_5 时, S_1 关断, S_2 导通。此时输出整流管 VD_2 导通, 变压器一次侧电压被钳位在 $-nU_o$, 上负下正。 L_m 在此电压下线性充电, 不参与谐振。只有 L_r 和 C_r 参与谐振, 谐振电流流经 L_m 和变压器一次侧, 传递能量至输出 U_o 。

当 L_r 电流与 L_m 电流相同时, 阶段 6 工作状态结束, 此时输出二极管 VD_2 的电流变为 0。

阶段 7 ($t_6 \sim t_7$):

t_6 时, 电感 L_r 与电感 L_m 的电流相等时, 输出整流管 VD_1 和 VD_2 反偏截止, 输出被变压器隔离, L_m 开始参与谐振。谐振电流在 S_2 和谐振腔内循环流动。输出电容 C_o 放电, 继续给输出供电。

t_7 时刻关断, 阶段 7 工作状态结束。

阶段 8 ($t_7 \sim t_8$):

t_7 时, S_1 、 S_2 关断, 进入死区时间。电感 L_r 与电感 L_m 电流相等, 输出仍然被变压器隔离。因

此 L_m 仍然与 L_r 和 C_r 一起谐振, 谐振电流给 S_2 的寄生电容 C_{oss2} 充电, 同时为 S_1 的寄生电容 C_{oss1} 放电。输出整流管 VD_1 和 VD_2 反偏截止, 输出 U_o 由 C_o 放电继续供给能量。

t_8 时, S_1 开始导通, 电路进入下一个周期。

3 仿真和结果分析

为了验证以上原理的正确性, 本文在仿真软件 Saber 的基础上建立了仿真电路, 并基于 ST 公司的控制芯片 L6598D, 设计制作了 100 W 实验模型^[4], 其规格及主要参数如下: 输入电压 U_{in} 为 DC 400 V; 输出为 24 V/4 A; 开关频率范围为 150 ~ 200 kHz; 变压器电压比为 16:4:4; $L_r = 14 \mu\text{H}$; $L_m = 60 \mu\text{H}$; $C_r = 45 \text{ nF}$ 。图 4、图 5 分别是一次侧 MOS 管 S_1 驱动信号和两端电压的仿真波形和实验波形。

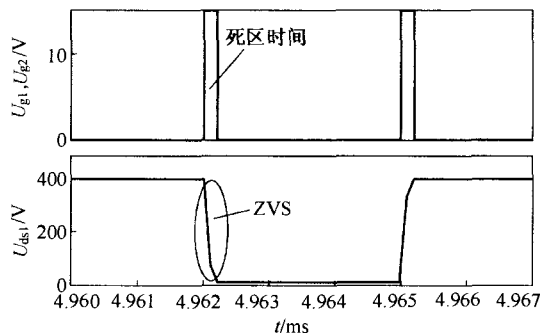


图 4 S_1 上的电压波形 (仿真)

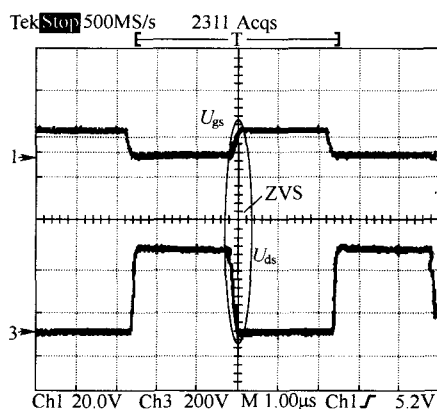


图 5 S_1 上的电压波形 (实验)

由图中可以看出, S_1 实现了 ZVS 导通, 波形与前面分析的完全一样。 S_2 的情况也是一样, 这里不再一一给出。

通过实验还可以看出, 额定输入、满载时

LLC 谐振变换器比不对称半桥电路的效率提高了 2%~3%。

4 结束语

本文介绍了一种 LLC 谐振变换器,并针对实际电路中死区和寄生参数的影响,详细讨论了电路的工作原理。此变换器在高输入电压下能达到很高的效率,因为二次侧没有滤波电感,并且 MOS-FET 工作在 ZVS 状态,变换器的开关损耗和导通损耗都比 PWM 变换器低。实验证明,LLC 谐振变换器具有转换效率高、EMI 小等诸多优点,更适合开关电源的高频化和高效率的要求。

参考文献

- [1] Bo Yang, Fred C Lee, Zhang A J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion [C]. IEEE APEC, Dallas, USA, 2002, 2: 1108-1112.
- [2] Guisong Huang, Alpha Zhang, Yilei Gu. LLC series resonant DC-to-DC converter: US [P]. 2002-02-05.
- [3] Bo Yang, Rengang Chen, Fred C Lee. Integrated magnetic for LLC resonant converter [C]. IEEE APEC,

Dallas, USA, 2002, 1: 346-351.

- [4] Yanjun Zhang, Dehong Xu, Min Chen, et al. LLC resonant converter for 48 V to 0.9 V VRM [C]. Power Electronics Specialists Conference 2004, 20-25 June, 2004, IEEE 35th Annual 2004, 3: 1848-1854.

Analysis and Design of LLC Resonant Converter

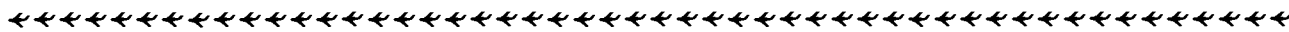
Lu Zhiguo

(Chongqing University)

Abstract For many papers do not expound the operating principle of LLC resonant converter detailedly and practically, this paper expounds it in detail. This converter works with fixed dead-time and variable frequency control. The converter utilizes leakage and magnetizing inductance of a transformer, which are resonant with the resonant capacitor, and ZVS can be achieved. The result indicates that the LLC resonant converter has many advantages, such as the efficiency is higher and the EMI is lower. Following the developing trend towards high frequency and high efficiency, it is more suitable.

Keywords LLC resonant soft-switching ZVS

收稿日期:2007-03-29



征稿启事

电气应用

半月刊

国内邮发代号:82-341
国外发行代号:M1409
每期定价:8.00 元
全年定价:192.00 元

经国家新闻出版总署备案,2008 年《电气应用》将刊期缩短为半月刊。这是继 2000 年杂志由双月刊改月刊后的又一次刊期调整,也是 2005 年杂志由《电工技术杂志》更名为《电气应用》后的又一次重大改革。随着杂志的不断发展,自投稿数量与日俱增,为了缩短稿件的见刊周期,更好地保证杂志内容的时效性,经慎重考虑,杂志社决定于 2008 年按半月刊出版。

电力电气

无功补偿与电能质量、变配电、继电保护与自动装置、电气安全、工厂用电和方案设计

石化电气

电气安全、节能技术、电线电缆、电能质量、产品与应用和管理科学
建筑电气

供配电、照明、防雷接地、智能建筑、电气安全、方案设计和标准讨论

投稿邮箱:etj@mail.machineinfo.gov.cn
投稿须知参见本刊网站:www.eage.com.cn