

非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器

顾亦磊, 杭丽君, 吕征宇, 钱照明

(浙江大学电气工程学院, 浙江省 杭州市 310027)

Multi-output LLC Resonant Converters with Asymmetrical Structures

GU Yi-lei, HANG Li-jun, LÜ Zheng-yu, QIAN Zhao-ming

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, Zhejiang Province, China)

ABSTRACT: Multi-output LLC resonant topologies with asymmetrical structures dedicating to multi-output power supply systems, having limitation of lowest load, are presented in this paper. According to output power level, different configuration of secondary output end can be flexibly adapted. Consequently, the presented topology is a favorable candidate for such application as whose outputs are not symmetrical, i.e. compared with auxiliary output, power level of main output is comparatively higher. In addition, all switches of the very topology operate under the condition of ZVS and therefore it is applicable to such occasion as high frequency, high power density. Asymmetrical operating principle and ZVS operation are analyzed in detail, moreover key parameter design considerations are presented. Finally, the analysis above is verified both by simulation and experiment.

KEY WORDS: Power electronics; Asymmetrical structure; Resonant; Multi-output; Soft switching

摘要: 针对有最低负载限制的多路输出电源系统, 提出一种非对称结构 LLC 谐振型变换器。该变换器副边电路可以根据各路输出功率的大小灵活采取不同的结构。所以该结构适用于主输出功率较大, 辅输出功率较小的场合。另外, 该变换器的所有功率半导体器件都工作于软开关状态, 所以适用于高频高功率密度的场合。文中详细分析该变换器的非对称工作原理, 软开关过程, 并给出关键的参数设计方法。最后仿真和实验结果进一步验证了以上分析的正确性。

关键词: 电力电子; 非对称结构; 谐振; 多路输出; 软开关

1 引言

很多用电设备不能由电网直接供电, 而需要电

基金项目: 国家自然科学基金项目(50237030ZD)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50237030ZD).

力电子装置将电能形式进行变换。相对于电力系统, 该电力电子装置通常称为电源系统^[1-2]。实际的电源系统经常需要多种电压同时对不同的负载进行供电。采用多路输出结构的变换器可以降低该种电源系统的成本和复杂性^[3-4]。有些电源产品即使没有多路输出的要求, 但是自身的控制芯片或驱动芯片需要若干个辅助电源, 所以通常也将电源设计成多路输出的形式。

反激变换器是经常采用的一种多路输出拓扑结构。因为反激变换器的副边电路最为简单, 每个输出单元只需要一个绕组、一个二极管和一个电容。而反激变换器只适合用于功率比较小的场合。正激、半桥、推挽等变换器可以用于功率比较大的场合^[5-9], 但是这些变换器的副边结构都比较复杂, 成本比较高。对于主输出功率比较大, 辅输出功率又很小的场合, 上述的几种变换器都不合适。LLC 谐振型变换器具有较多的优点, 适合用于高功率密度、高效率的场合^[10-15]。其副边结构有桥式和零式两种, 不需要滤波电感, 相对比较简单。桥式需要 4 个二极管; 零式需要两个绕组和两个二极管, 对于小功率输出而言结构还是过于复杂。

网络、通信等一些特定的应用场合往往要求主功率输出电流并不是全范围的, 而是有一个最低负载限制。针对有最低负载限制的电源系统, 本文提出了一种非对称结构多路输出 LLC 谐振型 DC/DC 变换器。其副边电路可以根据功率的不同而灵活采取复杂程度不同的线路, 因此非常适合用于主输出功率比较大, 辅输出功率又很小的场合。此外, 该电路所有的功率半导体器件(开关管和二极管)都工作于软开关条件下, 因此开关频率可以设计得比

较高而减小电源的体积。

2 LLC 谐振型变换器的副边结构

LLC 谐振变换器的原边结构通常有半桥和全桥两种。当功率大时可选择全桥结构；而功率小的场合可以选择半桥结构。常见的 LLC 谐振变换器的副边结构也通常有两种，即零式电流型全波整流电路和桥式电流型全波整流电路，分别如图 1(a)、(b) 所示。当输出电流较大时采用零式电流型全波整流电路；当输出电压较高时采用桥式电流型全波整流电路。图 1(c)所示的是电流型半波整流电路，通常用在反激变换器中，其结构非常简单。在单路输出的 LLC 谐振变换器并不推荐用该电路，而本文提出这种电路的目的是应用于多路输出 LLC 谐振变换器，作为辅输出的副边结构。因为该电路只能在半个周期内从原边获取能量，并且会使得其它输出的电流发生波形不对称，所以包含该结构的多路输出 LLC 谐振变换器称为不对称结构多路输出 LLC 谐振变换器。

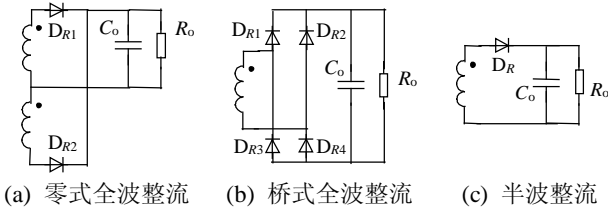


图 1 LLC 谐振型变换器的几种副边结构
Fig. 1 Secondary side structures for LLC resonant converter

3 原理分析

关于单路输出的 LLC 串联谐振 DC/DC 变换器的工作原理可参考文献[10-15]。图 2 所示的是由电流型桥式全波整流电路和电流型半波整流电路构成的双路输出 LLC 谐振型变换器。下面以这个结构为例子详细分析非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器的工作原理。电流型桥式全波整流电路构成的输出称为主输出；电流型半波整流电路构成的输出称为辅输出。对主输出进行闭环控制。在下面的分析中，两路输出电容都假定为无穷大而以恒压源 V_{o1} 、 V_{o2} 代替。主开关是 MOSFET 具有反向并联的寄生二极管。该变换器的一个开关周期可以分为 8 个工作阶段，其工作波形如图 3 所示，每个阶段的等效电路如图 4 所示。具体的工作过程描述如下：

(1) 阶段 1 ($t_0 \sim t_1$): 在 t_0 时刻 S_1 开通，原边

谐振电流 i_p 流过 S_1 ，并以正弦形式逐渐上升。在主输出侧，二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 导通，主输出电压将变压器钳位。因此原边的谐振是发生在 L_s 和 C_s 之间，流过 L_m 的励磁电流 i_{Lm} 线性上升。辅输出侧的二极管 D_{R5} 承受反压而截止。因此主输出侧电流 i_{o1} 是原边谐振电流和励磁电流之差再经过一个变比的换算。其关系如图 3。直到 t_1 时刻，即 i_p 和 i_{Lm} 相等时该阶段结束。

(2) 阶段 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻由于 i_p 和 i_{Lm} 相等，主输出侧电流 i_{o1} 下降到零，于是二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 上电流自然过零而关断，是零电流关断，因此几乎没有反向恢复的过程。同时，主输出电压不再对变压器箝位，那么 L_m 就成为自由的谐振电感， L_m 与 L_s 加在一起与 C_s 谐振。这个谐振周期要比前一个谐振周期大得多，所以在这段时间里，原边电流可以看作近似不变， L_m 是一个恒流源。直到 S_1 的门极信号为低电平，该阶段结束。

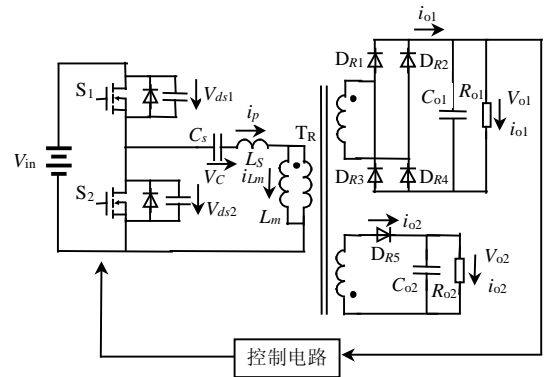


图 2 非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器
Fig. 2 Asymmetrical structure multi-output LLC resonant converter

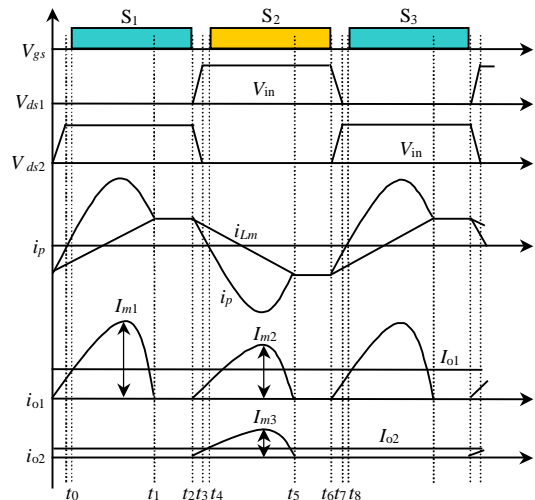


图 3 主要工作波形
Fig. 3 Principle waveform of the proposed converter

(3) 阶段 3 ($t_2 \sim t_3$): 在 t_3 时刻, S_1 关断, 于是原边电流 i_p 对 S_1 的寄生电容充电, 同时对 S_2 的寄生电容放电。此时主输出侧 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, 主输出电压将变压器箝位; 辅输出侧 D_{R5} 导通。直至 S_2 的寄生电容放电到零该阶段结束。

(4) 阶段 4 ($t_3 \sim t_4$): 当 S_2 的结电容上的电压下降到零之后, 原边电流就流过 S_2 的体二极管, 并

且以正弦形式反向增大。主输出侧 D_{R2} 和 D_{R3} 导通; 辅输出侧 D_{R5} 导通。由于 S_2 的体二极管的导通, 使得 S_2 的漏源电压保持为零, 为 S_2 的零电压开通创造了条件。当 S_2 的门极为高电平, 该阶段结束。

(5) 阶段 5 ($t_4 \sim t_5$): 在 t_4 时刻 S_2 开通, 原边谐振电流 i_p 流过 S_2 , 并以正弦形式逐渐反向上升。在主输出侧, 二极管 D_{R2} 和 D_{R3} 导通, 主输出电压

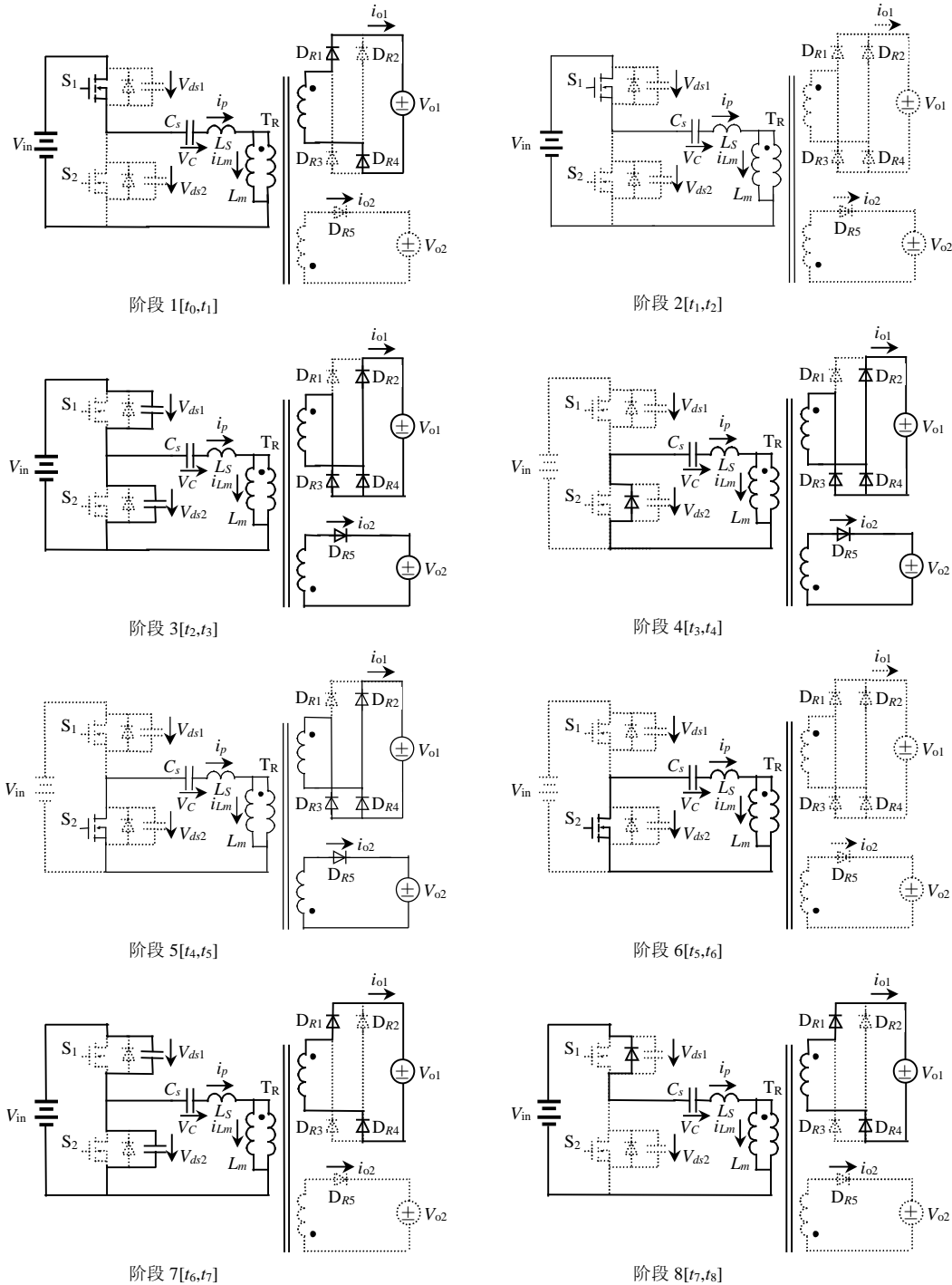


图 4 各阶段等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit for each stage

继续将变压器钳位。因此原边的谐振是发生在 L_s 和 C_s 之间, 流过 L_m 的励磁电流 i_{Lm} 线性下降。辅输出侧的二极管 D_{R5} 导通。因此主输出侧电流 i_{o1} 经过变比折算到原边的值与辅输出侧电流 i_{o2} 经过变比折算到原边的值之和等于原边谐振电流和励磁电流之差。其关系可以详看图 3。直到 i_p 和 i_{Lm} 相等时该阶段结束。

(6) 阶段 6 ($t_5 \sim t_6$): t_5 时刻由于 i_p 和 i_{Lm} 相等, 主输出侧电流 i_{o1} 下降到零, 于是二极管 D_{R1} 和 D_{R4} 上电流自然过零而关断, 是零电流关断, 因此几乎没有反向恢复的过程。当然 D_{R5} 也同样是零电流关断。此时, 主输出电压不再对变压器箝位, 那么 L_m 就成为自由的谐振电感, L_m 与 L_s 加在一起与 C_s 谐振。直到 S_2 的门极信号为低电平, 该阶段结束。

(7) 阶段 7 ($t_6 \sim t_7$): 在时刻 t_6 , S_2 关断, 于是原边电流 i_p 对 S_2 的寄生电容充电, 同时对 S_1 的寄生电容放电。此时主输出侧 D_{R1} 和 D_{R4} 导通; 辅输出侧 D_{R5} 继续截止, 靠电容对负载供电, 这一点和反激变换器类似。直至 S_1 的寄生电容放电到零该阶段结束。

(8) 阶段 8 ($t_7 \sim t_8$): 当 S_1 的结电容上的电压下降到零之后, 原边电流就流过 S_1 的体二极管, 并且以正弦形式反向增大。由于 S_1 的体二极管的导通, 使得 S_1 的漏源电压保持为零, 为 S_1 的零电压开通创造了条件。当 S_1 的门极为高电平, 该阶段结束。

从以上的分析可以看到, 辅输出只在半个周期里有能量从原边传递到副边, 另外半个周期完全由输出电容对负载提供能量。对于主输出, 一个周期里的两个半周的电流波形也不相同, 因此二极管 D_{R1} 、 D_{R4} 与 D_{R2} 、 D_{R3} 的电流应力也不同。但是原边电路的工作情况和对称结构的 LLC 谐振型变换器类似。

4 参数设计

4.1 负载要求

非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器的原边电路的工作情况和普通的 LLC 谐振型变换器是类似的, 所以设计方法也是类似的, 详见参考文献。下面主要提供非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器副边电路的设计方法, 以及输入输出的直流增益关系。

由于副边加入了非对称结构, 所以对负载有一定的要求才能保证原边电路的正常工作。假如一个

非对称结构多路输出 LLC 谐振型变换器具有图 1 所示的 3 种结构。其中有 n_1 个如图 1(a) 所示的零式全波整流结构 ($V_{oa1}, V_{oa2}, \dots, V_{oan1}$); n_2 个如图 1(b) 所示的桥式全波整流结构 ($V_{ob1}, V_{ob2}, \dots, V_{obn2}$)。如图 1(c) 所示的半波整流结构根据同名端的不同又可以分为正向和负向两种。假设正向有 n_3 个 ($V_{oci}, V_{oc2}, \dots, V_{ocn3}$), 负向有 n_4 个 ($V_{odi}, V_{od2}, \dots, V_{odn4}$), 那么必须要满足

$$\left| \sum_{i=1}^{n_3} V_{oci} - \sum_{i=1}^{n_4} V_{odi} \right| \leq \sum_{i=1}^{n_1} V_{oi} + \sum_{i=1}^{n_2} V_{obi} \quad (1)$$

利用式(1)对图 2 所示的例子进行分析, 得到的结论就是主输出的功率必须大于等于辅输出。从物理意义上可以这样解释: 由于结构的限制, 双端对称结构输出侧最多只能将一半的能量分配给单端的非对称结构输出侧。

4.2 二极管的选择

对于这种非对称结构副边二极管的选择是比较关键的。二极管工作于零电压关断状态, 所以不会产生电压尖峰, 二极管的电压应力只需考虑电压平台即可。对应于图 1(a)和(c)这两种结构, 二极管的电压应力为输出电压的两倍; 对应于图 1(b)这种结构, 二极管的电压应力等于输出电压。二极管的电流应力的分析比较复杂, 下面以图 2 为例来分析。

L_s 和 C_s 的谐振周期定义为 T_s , 可以表达为

$$T_s = 2\pi\sqrt{L_s C_s} \quad (2)$$

流过二极管的电流波形应该是一个正弦半波和励磁电流的差, 为了便于工程计算假设它为正弦半波。

如图 3 所示, I_{m1} 、 I_{m2} 、 I_{m3} 分别是 3 个正弦半波的峰值, 可以得到以下 3 个方程:

$$I_{m1} T_s / \pi T + I_{m2} T_s / \pi T = I_{o1} \quad (3)$$

$$I_{m3} T_s / \pi T = I_{o2} \quad (4)$$

$$I_{m1} T_s V_{o1} / \pi T = I_{m2} T_s V_{o1} / \pi T + I_{m3} T_s V_{o2} / \pi T \quad (5)$$

其中, T 为开关周期。

根据式(3)、(4)、(5)可以解得

$$\begin{cases} I_{m1} = \frac{\pi T I_{o1}}{2 T_s} + \frac{\pi T I_{o2} V_{o2}}{2 T_s V_{o1}} \\ I_{m2} = \frac{\pi T I_{o1}}{2 T_s} - \frac{\pi T I_{o2} V_{o2}}{2 T_s V_{o1}} \\ I_{m3} = \frac{\pi T I_{o2}}{T_s} \end{cases} \quad (6)$$

式中 I_{m1} 为 D_{R1} 和 D_{R4} 的峰值电流; I_{m2} 为 D_{R2} 和 D_{R3} 的峰值电流; I_{m3} 为 D_{R5} 的峰值电流。而它们对

应的平均值 I_1 、 I_2 、 I_3 分别为

$$\begin{cases} I_1 = I_{o1}/2 + I_{o2}V_{o2}/2V_{o1} \\ I_2 = I_{o1}/2 - I_{o2}V_{o2}/2V_{o1} \\ I_3 = I_{o2} \end{cases} \quad (7)$$

4.3 直流增益关系

假设如图2所示的变压器原边、主输出、辅输出的匝比为: $N_0:N_1:N_2$, 则主输出 V_{o1} 和辅输出 V_{o2} 的关系为

$$V_{o1}/V_{o2} = N_1/N_2 \quad (8)$$

为了得到输入输出和频率以及元器件参数的依赖关系, 将图2的结构近似等效为图5的结构。虽然副边结构是非对称的, 但是从图3中可以看到折合到原边的电流却是对称的, 所以可以将它等效成对称结构来推导直流增益关系。

图5中 R_1 、 R_2 可表示成如下形式

$$\begin{cases} R_1 = N_0R_{o1}/N_1 \\ R_2 = N_0R_{o2}/N_2 \end{cases} \quad (9)$$

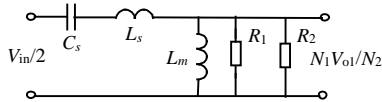


图5 直流增益等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit for DC gain

根据图5, 输入输出的直流增益关系就可以表示为(10), 进一步简化后可以表示为(11)。

$$\frac{2N_0V_{o1}}{N_1V_{in}} = \frac{\frac{j\omega L_m(R_1 // R_2)}{j\omega L_m + (R_1 // R_2)}}{1 + j\omega L_s + \frac{j\omega L_m(R_1 // R_2)}{j\omega L_m + (R_1 // R_2)}} \quad (10)$$

$$\frac{2N_0V_{o1}}{N_1V_{in}} = 1 / \sqrt{\left(\frac{\omega^2 - \omega_m^2}{\omega^2 L_m C_s \omega_m^2}\right)^2 + \left(\frac{\omega_s^2 - \omega^2}{\omega C_s (R_1 // R_2) \omega_s^2}\right)^2} \quad (11)$$

其中, $\omega_s = 1/\sqrt{L_s C_s}$; $\omega_m = 1/\sqrt{(L_m + L_s)C_s}$ 。

5 仿真和实验结果

为了验证以上分析的正确性, 进行了仿真和实验。仿真和实验的电路结构如图2所示, 规格和主要参数如下所述。

输入电压 V_{in} : AC 220V \pm 20% (经过整流桥整流)

主输出电压 V_{o1} : 48V; 主输出电流 I_{o1} : 1~2A

辅输出电压 V_{o2} : 24V; 主输出电流 I_{o1} : 0~0.5A

额定电压满载工作频率 f : 100kHz

主开关 S_1 , S_2 : IRF830

主整流二极管 D_{R1} , D_{R2} , D_{R3} , D_{R4} : 10CPQ60

辅整流二极管 D_{R5} : SR506

变压器 T: $n=64:18:9$, $L_m=750\mu\text{H}$, 漏感: $70\mu\text{H}$

谐振电感 L_s : $80\mu\text{H}$

谐振电容 C_s : $13.2\mu\text{F}$

图6是额定输入, 满载情况下 PSPICE 仿真波形, 与之对应的实验波形是图7(a)。可以看到与前面的分析基本一致。图7(b)是 S_1 的 g_s 和 d_s 电压波形, 可以看到 g_s 电压是在 d_s 电压下降到零之后才开始上升, 和上面的原理分析一致。 S_2 也是类似的, 所以 S_1 和 S_2 都是零电压开通。实验样机在额定输入满载输出下的效率为 93%。

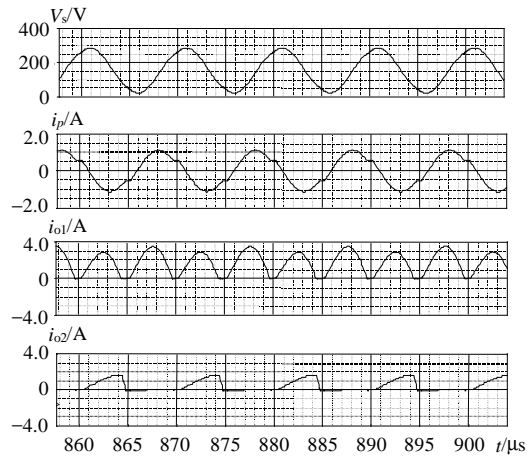
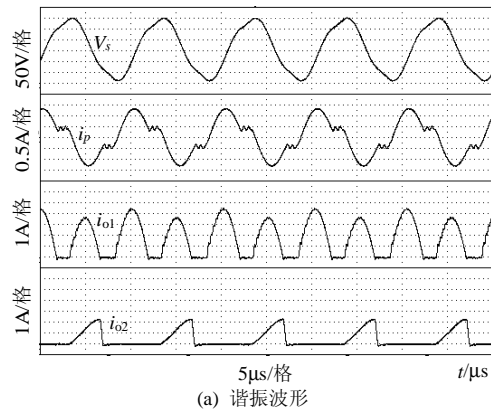
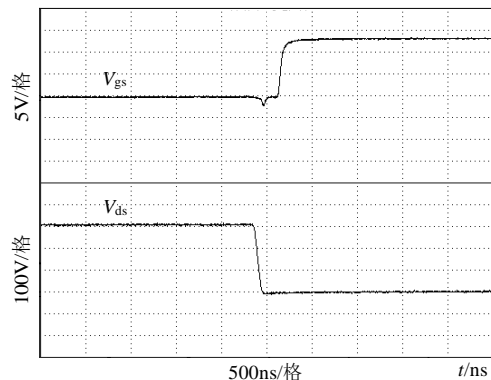


图6 仿真波形

Fig. 6 Simulation waveform



(a) 谐振波形



(b) S_1 的 g_s 和 d_s 电压波形

图7 实验波形

Fig. 7 Experimental waveform

6 结论

非对称结构 LLC 谐振型变换器由于它的高性能和低成本特性, 非常适合应用于主输出功率较大, 辅输出功率较小的多路输出高频开关电源。

参考文献

- [1] Levin G. A new secondary side post regulator (SSPR) PWM controller for multiple output power supplies[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995, APEC '95. Conference Proceedings Dallas, USA, 1995, (5-9): 736-742.
- [2] Wen Chauchun, Chen Chernlin, Wei Chen, et al. Magamp post regulation for flyback converter[C]. Power Electronics Specialists Conference, 2001, PESC, 2001 IEEE 32nd Annual, Vancouver, Canada, 2001, (1): 333-338.
- [3] Huang Guisong, Zhang Alpha J, Gu Yilei. LLC series resonant DC-to-DC converter [P]. US Patent, No.: 6344979, Feb. 5, 2002.
- [4] 顾亦磊, 吕征宇, 钱照明. 一种新型的三电平软开关谐振型 DC/DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (8): 24-28.
Gu Yilei, Lu Zhengyu, Qian Zhaoming. A novel three level soft switching resonant DC/DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24 (8): 24-28.
- [5] Lazar J F, Martinelli R, Steady-state analysis of the LLC series resonant converter[C]. IEEE APEC Proceedings, Anaheim, USA, 2001: 605-609.
- [6] Yang Bo, Ren Yuancheng, Lee Fred C. Integrated magnetic for LLC resonant converter[C]. IEEE APEC Proceedings, Dallas, USA, 2002: 346-351.
- [7] Yang Bo, Lee Fred C, Zhang Alpha J, et al. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion[C]. IEEE APEC Proceedings, Dallas, USA, 2002: 1108-1112.
- [8] Yang Bo, Lee Fred C, Matthew Cancannon. Over current protection methods for LLC resonant converter[C]. IEEE APEC Proceedings, Miami, USA, 2003: 605-609.
- [9] He Yingyan, Gu Yilei, Chen Huiming, et al. A novel multi-output forward-flyback converter with secondary side post regulation[C]. IEEE PESC Proceedings, Aachen, Germany, 2004: 618-621.
- [10] Wang Wei, Chen Huiming, Wu X K, et al. A novel hybrid half bridge dc-dc converter with wide ZVS-range and high efficiency[C]. IEEE PESC Proceedings, Aachen, Germany 2004: 511-515.
- [11] 潘尚志, 钱照明, 雷娜. 一种通用的新型单/双正激型直流变换器电路仿真平均模型[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(6): 58-62.
Pan Shangzhi, Qian Zhaoming, Lei Na. A average model for unified forward DC-DC converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(6): 58-62.
- [12] 张方华, 王慧贞, 严仰光. 推挽正激整流及其应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 168-173.
Zhang Fanghua, Wang Huizhen, Yan Yangguang. The push-pull forward rectifier and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 168-173.
- [13] 杨正龙, 王慧贞. 一种新型推挽正激变换器[J]. 电力电子技术, 2002, 36(1): 36-39.
Yang Zhenglong, Wang Huizhen. A novel push-pull forward converter[J]. Power Electronics, 2002, 36(1): 36-39.
- [14] 顾亦磊, 陈世杰, 吕征宇, 等. 单开关 DC/DC 变换器软开关的一种实现策略[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 130-133.
Gu Yilei, Chen Shijie, Lu Zhengyu, et al. Strategy for single switch DC/DC converters to achieve soft switching[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 130-133.
- [15] 陈文洁, 杨旭, 杨栓科, 等. 分立元件构成的电力电子集成功率模块的设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(12): 104-110.
Chen Wenjie, Yangxu, Yang Shuanke, et al. A design of discrete components based integrated power modules[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(12): 104-110.

收稿日期: 2005-10-28。

作者简介:

顾亦磊 (1978-), 男, 博士研究生, 现从事电力电子电路拓扑、电源模块标准化和电源系统集成的研究。

(编辑 王彦骏)