

自激式 LLC 谐振变换器

苏少侃¹ 阮新波¹ 叶志红²

(1. 南京航空航天大学航空电源重点实验室 南京 210016 2. 光宝科技股份有限公司 南京 210019)

摘要 LLC 谐振变换器可以在全负载范围内实现开关管的零电压开关和二次侧整流二极管的零电流开关, 变换效率高。当它工作在谐振频率时, 输出电压与负载无关。根据此特点, 提出一种 LLC 谐振变换器的自激驱动方法, 采用电流互感器并联电感的方式检测谐振电感电流, 从而获得开关管的驱动信号, 为了提高开关速度, 对驱动电路进行了进一步的改进。针对启动电流过冲的问题, 采用一种改进的 LLC 谐振变换器拓扑。该变换器适用于对输出电压精度要求不高的应用场合, 相对于采用专用控制芯片的控制方式, 自激驱动方法还具有成本低和体积小的优点。

关键词: 自激振荡 电流互感器 LLC 谐振变换器 钳位二极管

中图分类号: TM464

A Self-Oscillating LLC Resonant Converter

Su Shaokan¹ Ruan Xinbo¹ Ye Zhihong²

(1. Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 210016 China 2. Lite-On Technology Corp. Nanjing 210019 China)

Abstract The LLC resonant converter can realize zero-voltage-switching for the switches and zero-current-switching for the rectifier diodes over the full load range, thus a high efficiency is achieved. The output voltage is independent of the load when LLC resonant converter operates at the resonant frequency. Based on this characteristic, this paper proposes a self-oscillating drive circuit for LLC resonant converter. The driving signals of the switches are obtained by the current transformer parallel with a inductor, which is used to sense the resonant inductor current, and the driving circuit is improved to speed up switching. For restraining the current overshoot during the start up period, an improved LLC resonant converter topology is used. The self-oscillating LLC resonant converter has the advantages of reduced cost and size compared with the converter with specific control chip, and it is suitable for the applications where the regulation of the output voltage is not strictly required.

Keywords: Self-oscillating, current transformer, LLC resonant converter, clamping diode.

1 引言

电力电子变换器的控制方法可以分为自激式和

实现控制方式的多样性, 其输出特性 也比他激式变换器差^[2]。在一些对性能要求不严格, 而对成本要求较高的场合, 如驱动荧光灯的电子镇流器、手机充电器和高压点火等, 自激式变换器得到了广泛应用。

在自激式变换器中, 获得开关管驱动信号的方法多种多样。Royer 电路是出现最早并且曾经被广泛应用的推挽自激式方波逆变器^[3-4], 它通过变压器获得开关管的驱动信号, 由于变压器饱和和工作,

收稿日期 2010-02-25 改稿日期 2010-04-06

他激式两类^[1]。与他激式相比, 自激式控制方式具有结构简单、元器件少和成本低等优点, 但是难以

因此在开关管开关时, 变压器一次侧存在电流尖峰, 效率较低。文献[5-6]对 Royer 电路进行了改进, 增加了一个饱和工作的驱动变压器, 而功率变换器不再需要饱和工作, 这样就消除了电流尖峰。文献[7-8]提出了采用变压器实现自激驱动的半桥直流变换器, 该变换器的开关频率稳定, 不受负载的影响, 但饱和变压器同样存在电流尖峰。文献[9]提出了一种可调节输出电压的自激式反激变换器, 其变压器不是饱和工作, 不存在电流尖峰。该变换器采用峰值电流控制, 工作在电流临界连续模式, 其开关频率随着负载的变化而变化^[10-12]。

LLC 谐振变换器可以在全负载范围内实现开关管的零电压开关 (Zero-Voltage-Switching, ZVS) 以及整流二极管的零电流开关 (Zero-Current-Switching, ZCS), 从而减小开关损耗, 可以提高开关频率和变换效率^[13-15]。当 LLC 谐振变换器工作在谐振频率, 它的电压增益与负载无关。相对于串联谐振或并联谐振变换器, 当输入电压和负载变化时, 其开关频率变化范围较窄, 有利于优化设计变压器和谐振元件。近年来它得到了广泛关注和应用。本文研究 LLC 谐振变换器的自激驱动方法, 以保证在较高效率的情况下, 实现其低成本和小体积的目的。

2 LLC 谐振变换器的工作原理和特性

LLC 谐振变换器的逆变电路可以采用全桥或者半桥电路, 本文以半桥 LLC 谐振变换器为例, 如图 1 所示。开关管 S_1 和 S_2 为 180° 互补导通。谐振元件包括电感 L_r 、 L_{mag} 和谐振电容 C_r , 其中 L_{mag} 与变压器并联, 可以由变压器的励磁电感来实现, 因此下文称之为励磁电感; 电容 C_r 同时起到隔直作用, 稳态时其直流电压分量为 $V_{in}/2$ 。

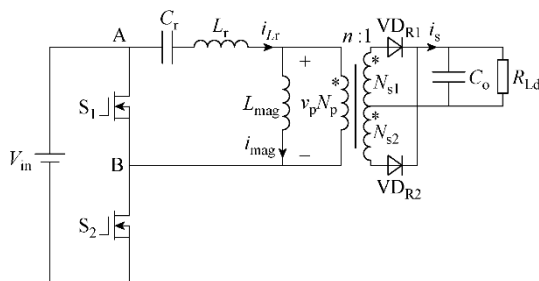


图 1 半桥 LLC 谐振变换器

Fig.1 Half-bridge LLC resonant converter

该变换器存在两个谐振频率, 一个由谐振电感 L_r 和 C_r 决定, 即

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

另一个由 L_r 、 C_r 和励磁电感 L_{mag} 决定。以下所说的谐振频率均指 f_r 。

根据开关频率 f_s 的不同, LLC 谐振变换器存在三种工作模式^[13]。

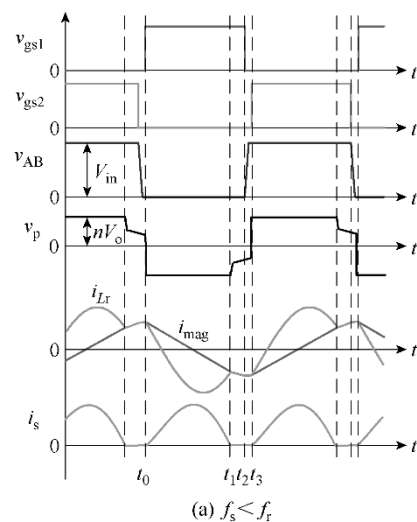
工作模式 1: $f_s < f_r$, 主要波形如图 2a 所示。在这种模式下, 会出现 L_r 、 C_r 和 L_{mag} 共同谐振的阶段, 如图 2a 中的 $[t_1, t_3]$ 时段。此时二次侧整流电流 i_s 工作在电流断续模式, 整流二极管实现了 ZCS。

工作模式 2: $f_s = f_r$, 主要波形如图 2b 所示。在此模式中, L_{mag} 的电压始终被输出电压钳住, 不参与谐振。电流 i_s 是临界连续的, 因此整流二极管也可以实现 ZCS。

工作模式 3: $f_s > f_r$, 主要波形如图 2c 所示。此时电流 i_s 连续, 二次侧整流二极管为硬关断, 存在反向恢复损耗。

采用基波分析的方法^[16], 可以得到半桥 LLC 谐振变换器的电压增益特性为

$$G_v(f_s^*) = \frac{nV_o}{V_{in}/2} = \frac{1}{\sqrt{\left[\left(1 - \frac{1}{(f_s^*)^2} \right) Q_s^* \right]^2 + \left[\left(1 - \frac{1}{(f_s^*)^2} \right) \lambda + 1 \right]^2}} \quad (2)$$



(a) $f_s < f_r$

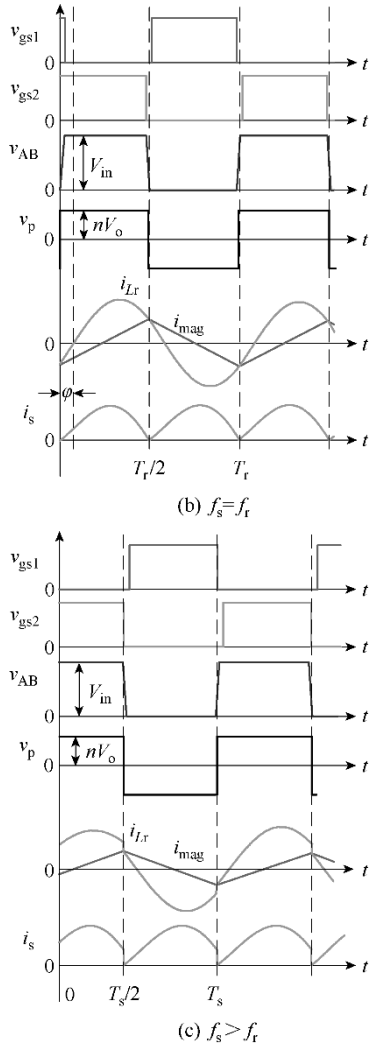


图 2 LLC 谐振变换器三种工作模式的主要波形
Fig.2 Key waveforms of the LLC resonant converter operating in three modes

式中, $f_s^* = f_s/f_r$; $\lambda = L_r/L_{mag}$; $Q = \pi^2 \sqrt{L_r/C_r} / 8n^2 R_{Ld}$, n 为变压器一、二次匝数比。

从图 3 可以看出, 当开关频率等于谐振频率时, 变换器的电压增益为 1, 且与负载无关。

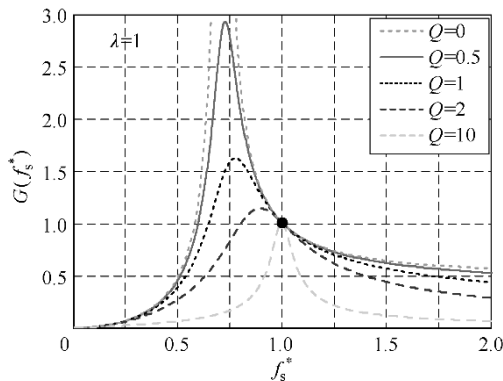


图 3 LLC 谐振变换器电压增益特性

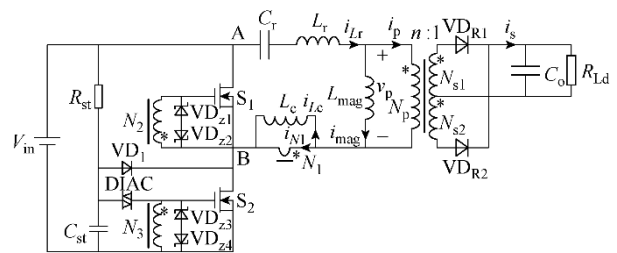
Fig.3 The voltage gain characteristic of the LLC converter

3 LLC 谐振变换器的自激驱动方法

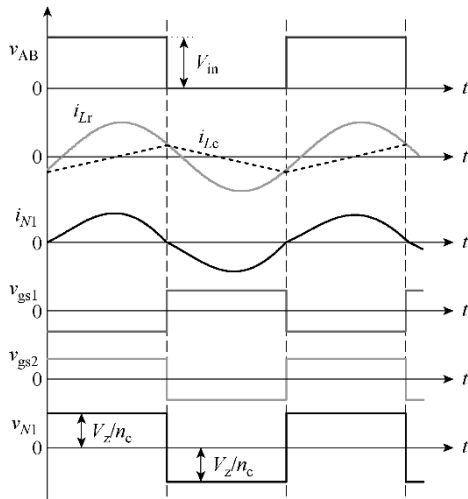
前面已指出, 当开关频率等于谐振频率时, LLC 谐振变换器的电压增益与负载无关, 因此当输入电压恒定时, 如果使 LLC 谐振变换器的自激振荡频率等于谐振频率, 则其输出电压不随负载的变化而变化。下面将分析如何获得开关管的驱动信号。

观察图 2b 可以发现, 当谐振电感电流 i_{Lr} 大于励磁电感电流 i_{mag} 时, S_2 导通, S_1 关断; 当 $i_{Lr} < i_{mag}$ 时, S_1 导通, S_2 关断。当这两个电流相等时, 开关管开关状态改变。这就意味着可以通过检测 $i_{Lr} - i_{mag}$ 的极性来获得 S_1 和 S_2 的驱动信号。而从图 1 中可以看出, 变压器的一次电流 $i_p = i_{Lr} - i_{mag}$, 因此可以直接检测 i_p 来获得 S_1 和 S_2 的驱动信号。但是该方法要求 L_{mag} 是独立的元件, 不能利用变压器的励磁电感, 这不利于减小变换器体积和降低成本。如果利用变压器的励磁电感, 则 i_p 和 i_{mag} 都将无法直接检测出来。而只检测 i_{Lr} 是无法获得 S_1 和 S_2 的驱动信号的, 因为从图 2b 中可以看出, i_{Lr} 与 S_1 和 S_2 的驱动信号之间存在相位差。

利用电流互感器可以检测 i_{Lr} , 如果在电流互感器的一次侧并联一个电感, 使其电流等于 i_{mag} , 那么电流互感器的一次电流就是 $i_{Lr} - i_{mag}$ 。图 4 给出了采用电流互感器来驱动开关管的方法及其主要波形, 其中电感 L_c 与电流互感器一次侧并联, 其 L_c 的电流 i_{Lc} 用来模拟 i_{mag} 。实际上, 电感 L_c 可以利用电流互感器的励磁电感来实现, 不必另加。电流互感器有三个绕组, 一次绕组 N_1 用来检测 $i_{Lr} - i_{mag}$, 而两个二次绕组 N_2 和 N_3 分别用来驱动 S_1 和 S_2 。在 S_1 和 S_2 的栅极分别并联两个背靠背的齐纳二极管, 为 S_1 和 S_2 提供恒定的驱动电压。



(a) 电路



(b) 主要波形

图4 电流互感器驱动 LLC 谐振变换器

Fig.4 Current transformer drives the LLC converter

当电流互感器的一次电流 $i_{N1} > 0$ 时, 即 $i_{Lr} - i_{Lc} > 0$, i_{N1} 从电流互感器一次侧的同名端 “*” 流入, 二次侧绕组 N_2 和 N_3 的电流则由同名端流出, i_{N3} 给 S_2 的栅极电容充电, 使 S_2 开通; i_{N2} 给 S_1 的栅极电容放电, 使 S_1 关断。当 S_2 的栅极电压高于齐纳二极管的击穿电压 V_z 时, 齐纳二极管 VD_{z3} 被击穿, 绕组 N_3 电压被钳在 V_z , 为 S_2 提供一个稳定的驱动电压。与此同时, 齐纳二极管 VD_{z2} 被击穿, 绕组 N_2 电压被钳在 $-V_z$ 。此时一次绕组 N_1 的电压 v_{N1} 为

$$v_{N1} = V_z/n_c \quad (3)$$

式中, n_c 为电流互感器二次侧对一次侧的匝比。此时, 电流 i_{Lc} 为线性增加。

当 $i_{N1} < 0$ 时, 它从电流互感器一次侧的同名端 “*” 流出, 则绕组 N_2 和 N_3 的电流由同名端流入, i_{N3} 给 S_2 的栅极电容放电, 而 i_{N2} 给 S_1 的栅极电容充电。当 S_1 的栅极电压高于 V_z 时, 齐纳二极管 VD_{z1} 被击穿, 绕组 N_2 电压被钳在 V_z , 为 S_1 提供一个稳定的驱动电压, 使其导通。与此同时, 齐纳二极管 VD_{z4} 被击穿, 绕组 N_3 电压被钳在 $-V_z$, 使 S_2 关断。此时 v_{N1} 为

$$v_{N1} = -V_z/n_c \quad (4)$$

此时, 电流 i_{Lc} 为线性下降。

上述分析表明: 如果电感 L_c 的电流 i_{Lc} 等于励磁电感电流 i_{mag} , 那么通过电流互感器可以容易实

现 LLC 谐振变换器的自激驱动。那么如何选择电感 L_c 的大小呢? 从前面的分析可以看出, 当 LLC 谐振变换器工作在谐振频率时, 加在励磁电感 L_{mag} 和 L_c 上的电压均是与 v_{AB} 同相位的交流方波电压, 其幅

值分别为 nV_o 和 V_z/n_c 。如果使 L_c 和 L_{mag} 的电流变化率相等, 那么这两个电感的电流相等。 L_c 和 L_{mag} 的电流变化率分别为

$$\frac{di_{Lc}}{dt} = \frac{V_z}{n_c L_c} \quad (5)$$

$$\frac{di_{mag}}{dt} = \frac{nV_o}{L_{mag}} \quad (6)$$

令 L_c 和 L_{mag} 的电流变化率相等, 由式 (6) 可得

$$\frac{V_z}{n_z L_c} = \frac{nV_o}{L_{mag}} \quad (7)$$

上式可改写为

$$L_c = \frac{V_z}{nn_c V_o} L_{mag} \quad (8)$$

图 4a 中的电阻 R_{st} 、电容 C_{st} 、放电二极管 VD_1 和双向触发二极管 DIAC 构成自激电路的启动电路。开机时, 开关管 S_1 和 S_2 均处于关断状态, 输入电压通过 R_{st} 对 C_{st} 进行充电。当 C_{st} 的电压高于 DIAC 的击穿电压 V_b 时, DIAC 导通, C_{st} 上的电荷通过 DIAC 分配给 S_2 的栅极电容。当 S_2 的栅极电压高于其开通门限电压值时, S_2 导通。之后, C_{st} 通过 VD_1 和 S_2 放电, DIAC 截止, 从而完成对变换器的启动过程。

4 自激驱动方法的改进

由于开关管栅极电容的影响, 第 3 节提出的自激驱动电路驱动速度较慢, 为此本节将该驱动电路进行改进, 如图 5 所示, 它增加了点画线框中的电路。

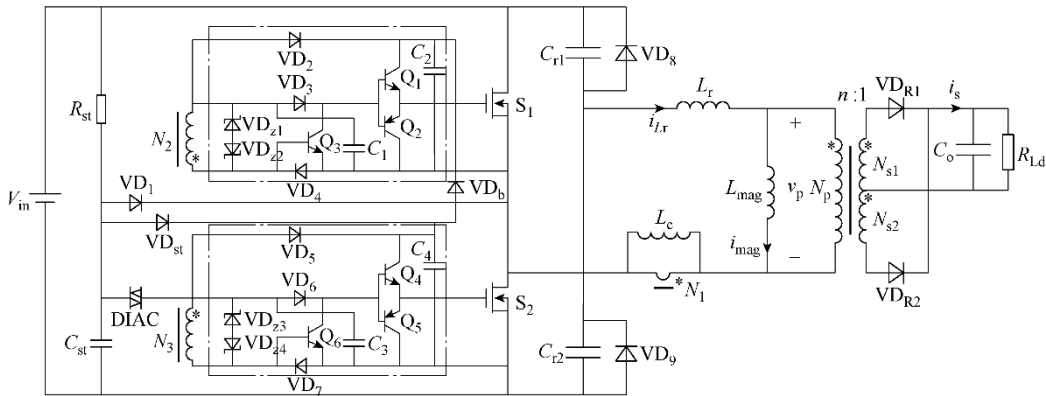


图 5 改进的自激式 LLC 谐振变换器

Fig.5 Improved self-oscillating LLC resonant converter

下面以 S_2 的驱动电路为例来说明。电容 C_4 相当于一个驱动电源, 为 S_2 的驱动提供能量。两只三极管 Q_4 和 Q_5 组成一个图腾柱放大电路, 以加快 S_2 的开通和关断速度。三极管 Q_6 的作用是在 S_2 关断时, 让图腾柱的基极电压快速降到零, 以加快 S_2 的关断。电容 C_3 的作用是为电流互感器的 N_3 绕组的电流 i_{N3} (此时其流动方向与参考方向相反) 提供通路, 该电流流过 Q_6 的基极, 使 Q_6 开通, 从而使 Q_5 导通, 为 S_2 的栅极电容放电提供回路。这里要说明的是, C_3 取值很小, 否则会使开通速度变慢。二极管 VD_6 和 VD_7 是在 S_2 开通时为 i_{N3} 提供通路。

当 $i_{Lr} > i_{Lc}$ 时, i_{N3} 为正, 一方面给 C_3 充电, 另一方面通过 VD_6 触发 Q_4 , 给 S_2 的栅极电容 C_{gs2} 充

电。此时 VD_7 导通, Q_6 的基射极电压被 VD_7 的导通压降反向偏置, 因此 Q_6 不导通。 C_4 通过 Q_4 给 C_{gs2} 充电, 此时, C_4 的电压有所下降。当电流互感器二次绕组 N_3 的电压高于 C_4 的电压时, i_{N3} 通过二极管 VD_5 对 C_4 充电, 直至 C_4 的电压高于齐纳二极管的击穿电压 V_z 时, i_{N3} 流过齐纳二极管, 电流互感器的二次电压被齐纳二极管钳住, 此时 S_2 的驱动电压为

$$v_{gs2} = V_z - V_{on} - V_{be} \quad (9)$$

式中, V_{on} 为 VD_6 的导通压降; V_{be} 为 Q_4 的基射极压降。

当 i_{N3} 反向时, 它流过 Q_6 的基射极和 C_3 , 使 Q_6 导通, Q_5 也相应导通。此时 C_{gs2} 有两个放电回

路, 一个是通过 Q_5 的基射极和 Q_6 放电, 其放电电流为 βi_{N3} , 其中 β 为 Q_5 的电流放大倍数; 另一个是通过 Q_5 放电, 其放电电流为 $\beta^2 i_{N3}$ 。

点画线框中的电路可以增加驱动能力, 减小开关时间。为保证驱动电压恒定, 电容 C_2 和 C_4 的容值一般取得比较大。但在启动过程中, 驱动电流要对电容 C_4 和 C_2 充电。当在启动过程中 S_2 关断后, 绕组 N_2 驱动 S_1 导通。由于 C_2 的电压为零, i_{N2} 通过二极管 VD_2 对 C_2 充电。而 C_2 的容值比较大, 因此 C_2 的电压建立比较缓慢, 驱动电流不足以使 S_1 的驱动电压大于其开通门限电压, 这样 S_1 无法导通, 因此 LLC 谐振变换器不能正常启动。为了解决这个问题, 可以在驱动电路中加入两个二极管 VD_{st} 和 VD_b 。开机时, 输入电压 V_{in} 通过 R_{st} 对 C_{st} 充电, 同时通过 VD_{st} 对电容 C_4 充电, 因此在启动电路触发 S_2 之前, C_4 已经被充电, 其最大电压等于 DIAC 的击穿电压与二极管 VD_{st} 压降之差。当 C_{st} 的电压上升到 DIAC 的击穿电压 V_b , DIAC 导通, C_{st} 的电荷通过 VD_6 触发 Q_4 , 从而完成对 S_2 的触发。当 S_2 导通后, C_{st} 上的电荷通过 VD_1 和 S_2 释放; 同时 C_4 的电荷通过二极管 VD_b 和 S_2 给电容 C_2 充电, C_4 中的电荷在 C_4 和 C_2 中进行分配。

当 S_2 关断后, 电流互感器将驱动 S_1 导通。由于 C_2 上已有电压, 因此 VD_2 反向截止, i_{N2} 全部通过 VD_3 和 Q_1 触发 S_1 导通。随着 C_{gs1} 电压的增加, 电流互感器 N_2 绕组的电压也随着增加, 当它高于 C_2 的电压时, VD_2 导通, i_{N2} 对 C_2 进行充电。

在稳态工作时, 电容 C_2 和 C_4 的电压等于齐纳二极管的击穿电压 V_z 。当 S_1 导通时, VD_b 承受反向电压, 其值等于输入电压。由于 C_4 的电压高于 C_{st} 的电压, VD_{st} 一直由于反向偏置而截止。

5 启动电流过冲的抑制方法

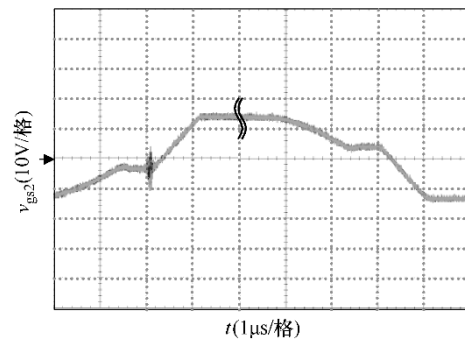
在自激式 LLC 变换器开机启动时, 输出滤波电容存在一个建压过程。在此过程中, 谐振电感存在电流过冲, 可能导致其饱和, 同时也会造成开关管过流损坏。为此本文采用一种改进的 LLC 谐振变换器拓扑^[13], 如图 5 所示。它将谐振电容 C_r 拆分为两个电容 C_{r1} 和 C_{r2} , 其中 $C_{r1}=C_{r2}=C_r/2$, 并在每个谐振电容上并联一个钳位二极管。在启动过程中, 当 C_{r2} 的电压高于输入电压 V_{in} 时, 钳位二极管 VD_8 导通, 将 C_{r2} 的电压钳在 V_{in} , 而 C_{r1} 的电压等

于 0。当 C_{r1} 的电压高于 V_{in} 时, 钳位二极管 VD_9 导通, 将 C_{r1} 的电压钳在 V_{in} , 而 C_{r2} 的电压等于 0。由于钳位二极管将两个谐振电容 C_{r1} 和 C_{r2} 的电压钳在 V_{in} , 因此, 谐振电感电流得到有效抑制。启动过程结束后, 钳位二极管不再导通, 变换器的工作原理跟谐振电容拆分前基本一致。

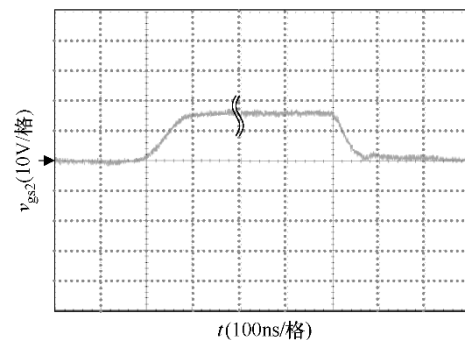
6 实验结果与讨论

为了验证上述 LLC 谐振变换器的自激驱动方法的有效性, 在实验室完成了一台自激式 LLC 谐振变换器原理样机, 其主要性能参数为: 输入电压为 400V, 输出电压为 20V, 输出电流为 6.5A。所采用的主要参数如下: 谐振电感 $L_r=64\mu\text{H}$, 励磁电感 $L_{mag}=140\mu\text{H}$, 谐振电容 $C_{r1}=C_{r2}=2.2\text{nF}$, 输出滤波电容为 $20\mu\text{F}$, 变压器一、二次侧的电压比为 $n=10:1$, 电流互感器电感 $L_c=1.17\mu\text{H}$, 二次侧对一次侧的电压比为 $10:1$, 齐纳二极管选用 HZ162, 其击穿电压为 16V。

图 6 给出了驱动电路改进前后开关管 S_2 的驱动信号, 从中可以看出, 改进前的驱动电压信号由 0 上升到正电压的时间大于 500ns, 而改进后的时间小于 100ns; 改进前的驱动信号由正电压下降到 0 的时间大于 2 μs , 而改进后的时间小于 100ns。因此改进后的驱动电路显著提高了驱动速度。



(a) 改进前



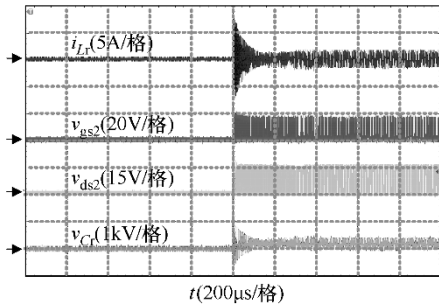
(b) 改进后

(b) 改进后

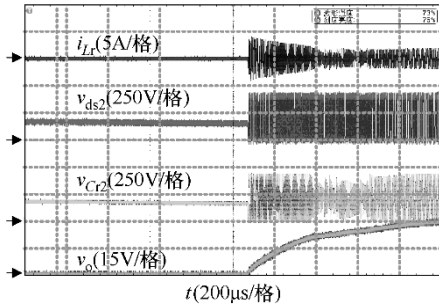
图6 改进前后的驱动电压对比

Fig.6 Measured driving voltage waveforms before and after improvement

图7给出了两种电路结构启动过程的实验波形，从中可以看出，改进前的谐振电感电流 i_{Lr} 的最大电流为 8A，谐振电容 C_r 的最大电压为 1kV。而改进后， i_{Lr} 小于 5A， C_{r2} 的最大电压为 400V。结果表明采用改进后的 LLC 谐振变换器结构有效地抑制了启动电流过冲。



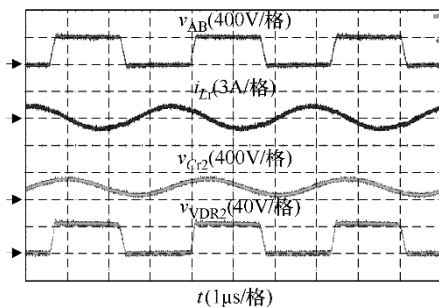
(a) 改进前



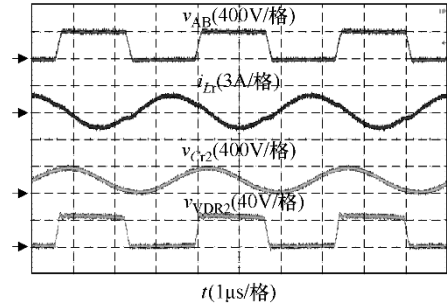
(b) 改进后

图7 LLC 谐振变换器改进前后启动过程的主要波形
Fig.7 Experimental waveforms during the start process

图8给出了自激式 LLC 谐振变换器在不同负载下的实验波形，从中可以看出，其开关频率基本为 300kHz 谐振频率，说明本文提出的自激驱动方法是有效的。



(a) $I_o=3.5A$

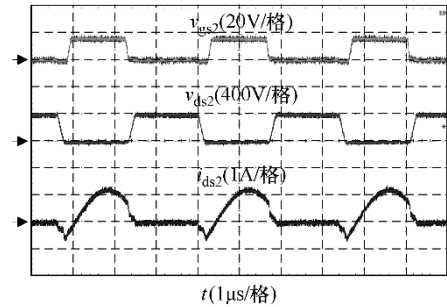


(b) $I_o=6.5A$

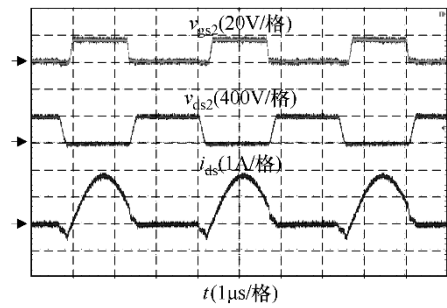
图8 不同负载 I_o 的工作波形

Fig.8 Experimental waveforms under different loads

图9为不同负载时开关管 S_2 的驱动电压、漏源极电压和漏极电流的实验波形，从图中可以看出，当开关管两端电压下降到零，其反并二极管导通以后，才开通开关管，因此开关管实现了零电压开通；当开关管关断时，其电压有一个上升过程，因此开关管近似为零电压关断。也就是说，开关管实现 ZVS，大大减小了开关损耗。



(a) $I_o=3.5A$



(b) $I_o=6.5A$

图9 开关管 S_2 的主要波形

Fig.9 Key waveforms of switch S_2 under different loads

图10为二次侧整流二极管的电压与电流波形，从图中可以看出，二次侧的整流二极管实现了零电流开关，没有反向恢复引起的电压振荡，其截止时所承受的电压为输出电压的两倍，即 40V。

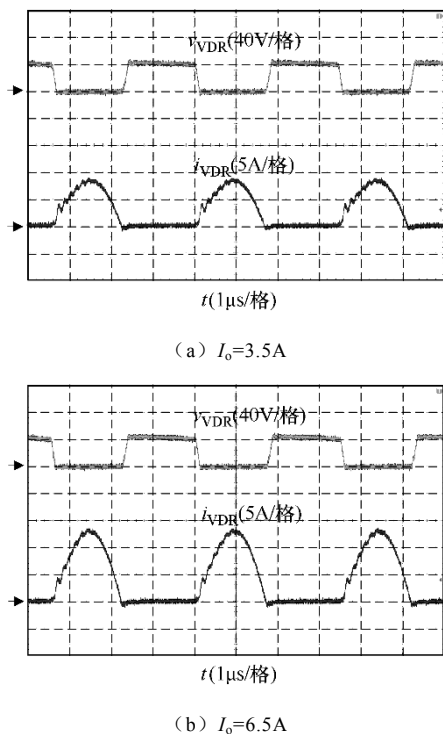


图 10 不同负载时整流二极管的电压电流波形
Fig.10 The voltage and current waveforms of the rectifier diode under different loads

图 11 为输出电压与负载的关系曲线，从中可以看出，当负载变化时，输出电压发生的变化较小，说明本文提出的自激驱动电路，可以使 LLC 谐振变换器工作在谐振频率，其输出电压与负载基本没有关系。

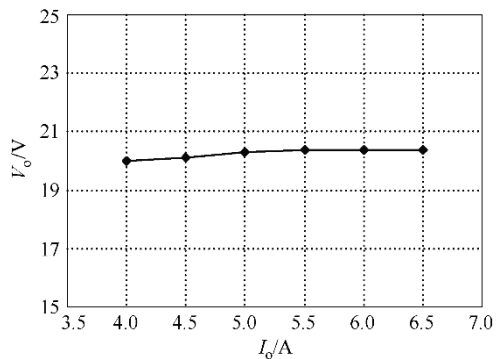


图 11 输出电压 V_o 与负载 I_o 的关系曲线
Fig.11 The curve of the output voltage versus the load

7 结论

LLC 谐振变换器可以实现开关管的零电压开关和二次侧整流二极管的零电流开关，这有利于提高变换器的效率。本文研究了 LLC 谐振变换器的自激驱动方法，使其工作在谐振频率，其输出电压基

本与负载无关。本文提出的改进后的驱动电路显著地提高了驱动速度，减小了开关管栅源极结电容对变换器工作的影响。采用改进后的谐振电路结构有效地抑制了电流过冲，减小了开关管的电流应力和谐振电容的电压应力。最后本文研制了一台输入电压为 400V，输出电压为 20V，输出电流为 6.5A 的原理样机，并进行了实验验证，实验结果表明，本文提出的自激驱动方法是有效的。

参考文献

- [1] 阮新波, 严仰光. 直流开关电源的软开关技术 [M].北京: 科学出版社, 2003.
- [2] 长谷川彰, 何希才. 开关稳压电源的设计与应用 [M].北京: 科学出版社, 2006.
- [3] Lee F C, Wilson T G, Feng Y M. Analysis of limit cycles in a two-transistor saturable-core parallel inverter[J]. IEEE Transactions on Aerospace Electronics System, 1973, 9(4): 571-584.
- [4] Lee F C, Wilson T G. Modeling and analysis of several classes of self oscillating inverters: part II — state plane representations[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems, 1982, 29(6): 355-365.
- [5] Jensen J L. An improved square-wave oscillator circuit[J]. IRE Transactions on Circuit Theory, 1957: 276-279.
- [6] Ferreira J A, Van Wyk J D. On overcoming the main disadvantages of the self-oscillating Royer inverter[C]. Proceedings of the IEE International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1984: 123-126.
- [7] Theron P C, Swanepoel P H, Schoeman J J, et al. Soft switching self-oscillating FET-based DC/DC converter[C]. Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2003: 641-648.
- [8] Sakmoto H, Harada H, Kang C H, et al. A self oscillated half bridge converter using impulse resonant soft-switching[C]. Proceedings of International Telecommunications Energy Conference, 2002: 227-231.
- [9] Irving B T, Jovanović M M. Analysis and design of self-oscillating flyback converter[C]. Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, 2002: 897-903.
- [10] Irving B T, Panov Y, Jovanović M M. Small-signal

- model of variable-frequency flyback converter[C]. Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference, 2003: 977-982.
- [11] Lempinen J, Suntio T. Modeling and analysis of a self-oscillating peak-current controlled flyback converter[C]. Proceedings of IEEE Annual Conference of the Industrial Electronics Society, 2001: 960-965.
- [12] 黎平. LED 驱动电源研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2007.
- [13] Yang B. Topology investigation for front end dc/dc power conversion for distributed power system[D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2003.
- [14] Lu B. Investigation of high-density integrated solution for AC/DC conversion of a distributed power system[D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2006.
- [15] Liu Y. High efficiency optimization of LLC resonant converter for wide load range[D]. Blacksburg: Virginia Polytechnic Institute and State University, 2008.
- [16] 陆治国, 余昌斌. 基于 HFA 的 LLC 变换器稳态分析[J]. 低压电器, 2007 (17): 9-16.
- Lu Zhiguo, Yu Changbin. Steady state analysis of LLC resonant converters based on FHA[J]. Low Voltage Apparatus, 2007 (17): 9-16.
-
- 作者简介: 苏少侃 男, 1984 年生, 硕士研究生, 研究方向为 DC-DC 谐振变换器。阮新波 男, 1970 年生, 博士, “长江学者”特聘教授, 博士生导师, 研究方向为高频软开关直-直变换器、高频软开关逆变器、变换器的建模分析和电力电子集成系统。