

有源箝位反激变换器能量传输模式及输出纹波电压分析

赵永秀,蔡培军,李明庚,王骑

(西安科技大学 电气与控制工程学院,西安 710054)

摘要:为了给有源箝位反激变换器的设计和制作提供理论指导,对其能量传输模式进行深入研究,根据流过副边整流二极管电流的连续与断续状态,将有源箝位反激变换器划分为连续导电模式(CCM)和不连续导电模式(DCM),发现其工作于 CCM 时,存在 2 种能量传输模式;工作于 DCM 时,存在 1 种能量传输模式.推导出各模式的输出纹波电压解析式并进行对比分析,指出变换器工作于 DCM 模式时,输出纹波电压随变压器电感和箝位电容的增大而减小;工作于 CCM 模式时,输出纹波电压与变压器电感无关,随箝位电容的增大而减小.仿真和实验验证了理论分析的正确性.

关键词:有源箝位反激;能量传输模式;输出纹波电压

中图分类号:TM46

文献标志码:A

反激变换器具有电路拓扑简单、所需元器件少、输入输出电气隔离、成本相对较低、电磁干扰小等优点,在小功率及部分中等功率开关电源中得到普遍应用^[1-7].但其固有的能量传输方式和变压器漏感储能不能回收利用所带来的效率低下问题,对其推广和应用造成了影响.有源箝位电路不仅在全负载范围内箝位主开关管电压峰值,还可以将漏感能量加以利用,因此成为业界的热点^[8-12].

目前,已经提出多种有源箝位反激拓扑结构,如单管有源箝位反激^[13]、双管有源箝位反激^[14]等.为了减小传统有源箝位反激变换器箝位管的导通损耗,许奕辰提出了非互补导通控制策略^[15],实现了主开关管的 0 电压开关.同时让变换器工作于临界连续模式,采用准谐振控制模式实现箝位管的谷底开通,优化了变换器的效率.黄阳强研究了双管反激变换器^[16]工作在励磁电感电流单向工作模式下的工作原理和工作特性,在传统双管反激变换器基础上,提出一种准谐振软开关双管反激变换器,所有开关管电压应力箝位在输入电压,实现了开关管的 0 电压导通,减小了开关管的开通损耗.同时漏感能量回馈到输入端,降低了开关管的关断损耗,进一步提高变换器的效率.薛凌雪针对传统的有源箝位反激变换器 0 电压导通依赖于漏感与原边箝位电容器之间的谐振,导致一次均方根电流(RMS)增加,导通损耗高,阻碍同步整流实施的缺点,提出了一种副边谐振方案^[17],通过降低 RMS 的方式来整定原边电流波形,以显著改善同步整流的工作环境.

但在国内外众多研究中,对有源箝位反激变换器的能量传输过程^[18]研究较少.由于其能量传输过程比反激变换器要复杂得多,单管、单变压器结构在整个输入电压和负载动态范围内可出现 3 种能量传输模式,且输出纹波电压同时受箝位电容和变压器电感的影响.因此,了解有源箝位反激变换器工作于各模式的临界条件及输出纹波电压随箝位电容和变压器电感的变化关系,对设计出满足预期指标的变换器至关重要.

1 变换器组成及能量传输模式

1.1 拓扑结构及工作模式划分

有源箝位反激变换器的等效拓扑结构如图 1 所示.图 1 中 Q_1 、 Q_c 分别为主开关管和箝位管, C_c 为箝位电容, L_m 、 L_r 分别为变压器励磁电感和漏感, D_o 为整流二极管, C_o 为输出滤波电容.

收稿日期:2021-07-16;修回日期:2022-01-03.

基金项目:国家自然科学基金(51277149;51777167)

作者简介:赵永秀(1978—),女,安徽淮北人,西安科技大学副教授,博士,研究方向为本质安全电路放电及防爆理论.

通信作者:蔡培军(1993—),男,研究方向为电力电子与电力技术,E-mail:846812805@qq.com.

根据变换器在主管导通时刻副边电流 i_{D_o} 的大小,可以将其分为 3 种工作模式:当 Q_1 导通时, i_{D_o} 未降至 0,则电路处于连续导电模式(CCM);当 Q_1 导通时, i_{D_o} 已降至 0,则电路处于断续导电模式(DCM);当 Q_1 关断时,漏感电流 i_{L_r} 恰好等于励磁电感电流 i_{L_m} ,则电路处于临界导电模式(CRM)。

1.2 DCM 能量传输模式

有源箝位反激变换器主开关管 Q_1 和箝位管 Q_c 处于 0 电压关断工作状态。当变换器工作于 DCM 时,在一个开关周期内,负载能量的供给存在 4 个阶段,如图 2 所示。

阶段 1 $[t_2, t_3]$:主开关管 Q_1 导通时,原边电感电流 i_{L_m} 从 0 开始线性上升,一次侧电感存储能量,此时负载侧由副边电感和输出电容共同供电($0 < i_{D_o} < I_o$)。

阶段 2 $[t_3, t_{3a}]$:主开关管 Q_1 关断时,原边存储的能量耦合到副边,流过二极管的电流 i_{D_o} 继续上升,此时 i_{D_o} 大于 I_o ,副边电感单独为负载供电($I_o < i_{L_2}$)。

阶段 3($t_{3a} \sim t_4$):副边电流 i_{D_o} 逐渐减小,当其值小于输出电流 I_o 时,电感储能不足,副边电感和输出电容共同给负载供电($0 < i_{D_o} < I_o$)。

阶段 4 $[t_4, t_5]$:当副边电流 i_{D_o} 下降至 0 后,仅输出电容为负载供电($i_{D_o} = 0$)。

1.3 CCM 能量传输模式

当变换器工作于 CCM 时,负载侧存在 2 种能量传输模式,即副边电流 i_{D_o} 大于输出电流 I_o 和副边电流 i_{D_o} 小于输出电流 I_o 。

当副边电流 i_{D_o} 大于输出电流 I_o 时,负载能量供给存在 2 个阶段,如图 3(a)所示。

阶段 1 $[t_2, t_3]$:主开关管 Q_1 导通时,原边电感电流从 0 开始线性上升,一次侧电感储能,此时副边电感和输出电容同时给负载供电($0 < i_{D_o} < I_o$)。

阶段 2 $[t_3, t_4]$:主开关管 Q_1 关断时,原边储能通过变压器耦合至副边电感中,副边电流 i_{D_o} 线性下降,但在下一个开关周期到来时,其值仍大于输出电流 I_o ,负载由副边电感单独供电($I_o < i_{D_o}$)。

当副边电流 i_{D_o} 小于输出电流 I_o 时,负载的能量供给存在 3 个阶段,如图 3(b)所示,其能量传输过程和 DCM 模式类似,此处不再赘述。

2 输出纹波电压分析

2.1 变换器工作于 DCM 模式时输出纹波电压分析

由于有源箝位反激变换器副边电流呈非线性变化趋势,故将漏感电流和输出纹波电压波形线性化处理,如图 2 所示。同理,对不连续导电模式(DCM)的输出纹波电压分析也做同样处理。

根据谐振电压和电流关系,漏感电流在 $[t_2, t_5]$ 阶段内为

$$i_{L_r}(t) = i_{L_m}(t_2) \cos \omega_1(t - t_2). \quad (1)$$

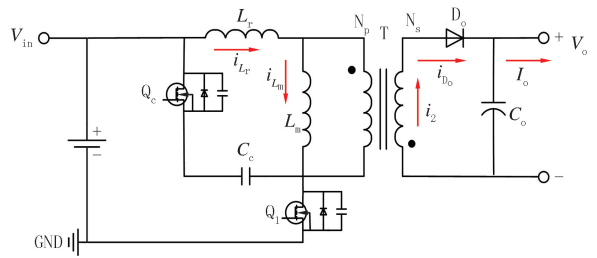


图1 有源箝位反激变换器拓扑结构

Fig.1 Active clamp flyback converter topology

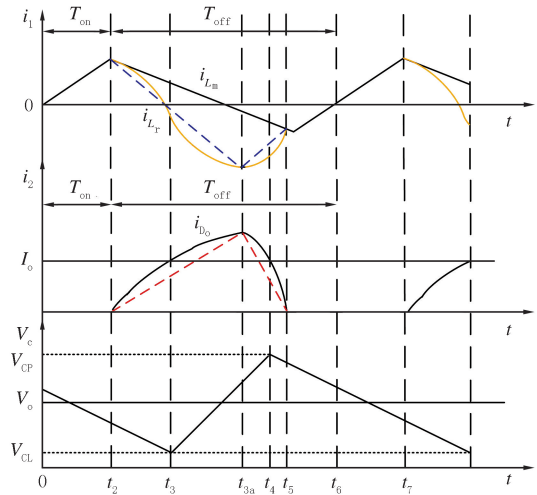


图2 DCM模式下电流和输出纹波电压波形

Fig.2 Current and output ripple voltage waveforms in DCM mode

记 t_2 为 0 时刻,则漏感电流在 $[t_2, t_{3a})$ 阶段内可近似为

$$i_{L_r}(t_2 - t_{3a}) = i_{L_m}(t_2) - (2i_{L_m}(t_2)\omega_1 t/\pi). \quad (2)$$

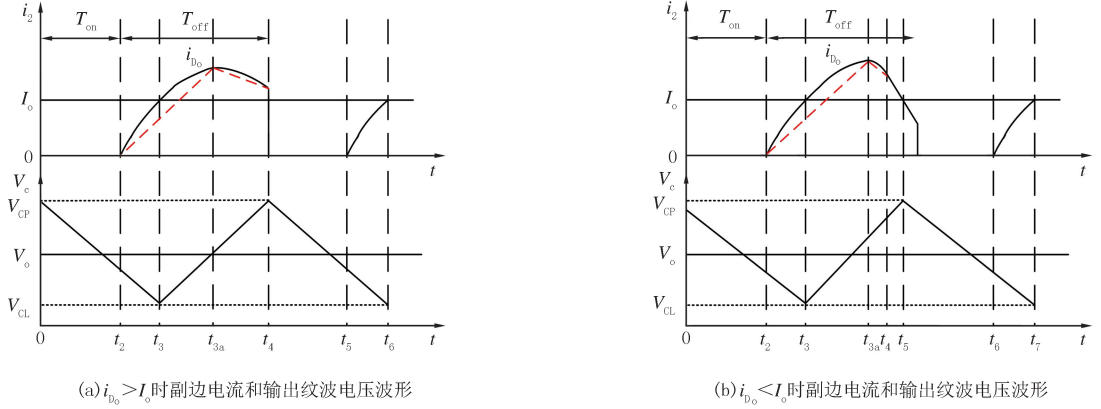


图3 CCM模式下电流和输出纹波电压波形

Fig.3 Current and output ripple voltage waveforms in CCM mode

励磁电感电流在 $[t_2, t_{3a})$ 阶段内线性下降,根据电感电流关系,可得励磁电感电流为

$$i_{L_m}(t_2 - t_{3a}) = i_{L_m}(t_2) - (NV_o t/L_m), \quad (3)$$

则变压器副边电流在 $[t_2, t_{3a})$ 阶段内可表示为

$$i_2(t_2 - t_{3a}) = N \left(\frac{2i_{L_m}(t_2)\omega_1}{\pi} - \frac{NV_o}{L_m} \right) t. \quad (4)$$

同理,原边漏感电流在 $[t_{3a}, t_5)$ 阶段内可表示为

$$i_{L_r}(t_{3a} - t_5) = Kt + B, \quad (5)$$

式中, $K = (2i_{L_m}(t_2) - \frac{NV_o}{L_m}(1-D)T)/((1-D)T - \frac{\pi}{\omega_1})$, $B = -i_{L_m}(t_2) - (2i_{L_m}(t_2) - \frac{NV_o}{L_m}(1-D)T)/((1-D)T - (\omega_1/\pi) - 1)$.

励磁电感电流 i_{L_m} 和副边电流 i_2 在 $[t_{3a}, t_5)$ 时段内刻分别表示为

$$i_{L_m}(t_{3a} - t_5) = i_{L_m}(t_{3a}) - (NV_o t/L_m), \quad (6)$$

$$i_2(t_{3a} - t_5) = Ht + I, \quad (7)$$

式中, $H = -N((NV_o/L_m) + (2i_{L_m}(t_2) - \frac{NV_o}{L_m}(1-D)T)/((1-D)T - \frac{\pi}{\omega_1}))$, $I = N(2i_{L_m}(t_2) + (2i_{L_m}(t_2) - (NV_o(1-D)T/L_m))/((1-D)T - (\omega_1/\pi) - 1))$.

在 Q_1 关断后, $[t_3, t_{3a})$ 时段内输出电容 C_o 充电电流

$$i_c(t_3 - t_{3a}) = i_2(t_2 - t_{3a}) - I_o = N \left(\frac{2i_{L_m}(t_2)\omega_1}{\pi} - \frac{NV_o}{L_m} \right) t - I_o, \quad (8)$$

因为 $t_{3a} = \pi/\omega_1$, 记 $i_c(t_3) = 0$, 将(3)式代入(8)式,可得输出电容 C_o 在 $[t_3, t_{3a})$ 时段内的充电时间

$$\Delta t = t_{3a} - t_3 = \frac{\omega_1}{\pi} - \frac{I_o L_m \pi}{2I_o L_m + N^2 V_o (\omega_1 (1-D)T - \pi)}, \quad (9)$$

故输出电容 C_o 在 $[t_3, t_{3a})$ 时段内的电压纹波为

$$\Delta V_{C_1} = \frac{1}{C} \int_{t_3}^{t_{3a}} i_c(t_3 - t_{3a}) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t_3 - t_{3a}) dt, \quad (10)$$

$$\Delta V_{C_1} = (I_o \pi - P \omega_1)(I_o(\pi + 2C\pi) - P \omega_1)/(2CP\pi^2), \quad (11)$$

式中, $P = L_m \pi/(2I_o L_m + N^2 V_o (\omega_1 (1-D)T - \pi))$.

同理,输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内充电电流为

$$i_c(t_{3a} - t_4) = i_2(t_{3a} - t_5) - I_o = Ht + I - I_o. \quad (12)$$

因为 $t_{3a} = \pi/\omega_1$, 记 $i_c(t_4) = 0$, 可得输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内充电时间

$$\Delta t = t_4 - t_{3a} = (I_o - I)/H - (\pi/\omega_1). \quad (13)$$

记 t_{3a} 为 0 时刻, 则输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内的电压纹波为

$$\Delta V_{C_2} = \frac{1}{C} \int_{t_{3a}}^{t_4} i_c(t_{3a} - t_4) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t_{3a} - t_4) dt, \quad (14)$$

$$\Delta V_{C_2} = (H^2 \pi^2 - (I - I_o)^2 \omega_1^2) / (2CH\omega_1^2). \quad (15)$$

由(11)和(15)式得

$$\Delta V_C = \Delta V_{C_1} - \Delta V_{C_2} = \frac{1}{2C} \left(\frac{H\pi^2}{\omega_1^2} + \frac{(I_o \pi P \omega_1)(I_o(\pi + 2C\pi) - P\omega_1)}{P\pi^2} - \frac{(I - I_o)^2}{H} \right). \quad (16)$$

由(16)式知, 当有源箝位反激变换器工作于 DCM 模式时, 在输入电压、开关频率、负载和输出电容一定情况下, 输出纹波电压随变压器电感和箝位电容的增大而增大。

2.2 变换器工作于 CCM 模式时输出纹波电压分析

当有源箝位反激变换器工作于 CCM 模式时, 电流波形和输出纹波电压波形如图 4 所示。

在 Q_1 关断后的 $[t_3, t_{3a})$ 时间段内, 输出电容 C_o 的电压纹波同 DCM 模式, 此处不再赘述。下面分析输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内的输出电压纹波。

在 Q_1 关断后, 输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内的充电电流

$$i_c(t_{3a} - t_4) = i_2(t_{3a} - t_4) - I_o = Ht + I - I_o. \quad (17)$$

因为 $t_{3a} = \pi/\omega_1$, 记 $i_c(t_4) = 0$, 可得输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内的充电时间

$$\Delta t = t_4 - t_{3a} = \frac{I_o - I}{H} - \frac{\pi}{\omega_1}, \quad (18)$$

记 t_{3a} 为 0 时刻, 则输出电容 C_o 在 $[t_{3a}, t_4)$ 时段内的电压纹波

$$\Delta V_{C_2} = \frac{1}{C} \int_{t_{3a}}^{t_4} i_c(t_{3a} - t_4) dt = \frac{1}{C} \int_0^{\Delta t} i_c(t_{3a} - t_4) dt, \quad (19)$$

$$\Delta V_{C_2} = (H^2 \pi^2 - (I - I_o)^2 \omega_1^2) / (2CH\omega_1^2). \quad (20)$$

输出电容 C_o 在 $[t_4, t_5)$ 时段内的充电电流为

$$i_c(t_4 - t_5) = i_2(t_4 - t_5) - I_o = Mt + G - I_o, \quad (21)$$

式中, $M = H(i_2(t_4) - I_o)/(I_o - I - TH)$, $G = I_o - MT$, $i_2(t_4) = I_o - TH$ 。

因为 $t_4 = (I_o - I)/H$, 记 $i_c(t_5) = 0$, 可得输出电容 C_o 在 $[t_4, t_5)$ 时段内的充电时间

$$\Delta t = t_4 - t_5 = ((I_o - I)/H) - T. \quad (22)$$

记 t_4 为 0 时刻, 则输出电容 C_o 在 $[t_4, t_5)$ 时段内的电压纹波为

$$\Delta V_{C_3} = \frac{1}{C} \int_{t_4}^{t_5} i_c(t_4 - t_5) dt = \frac{M(TH - I_o + I)(3TH - I_o + I)}{2H^2}. \quad (23)$$

在 Q_1 关断期间, 输出电容 C_o 的电压纹波为 3 部分之和。根据式(10), (20)和(23)式得

$$\Delta V_C = \Delta V_{C_1} + \Delta V_{C_2} + \Delta V_{C_3} = \frac{(2I_o^2 + EI_o - \omega_1)(2C + 1)I_o^2 + E(C + 0.5)I_o + 0.5\omega_1}{C(E - 2I_o)\pi} + \frac{[TV_o(1 - D) + I_o]T(D - 1)\omega_1^2 + 3I_o\pi\omega_1 - N^2V_o\pi^2}{2C\omega_1^2[\pi - (1 - D)T\omega_1]} \quad (24)$$

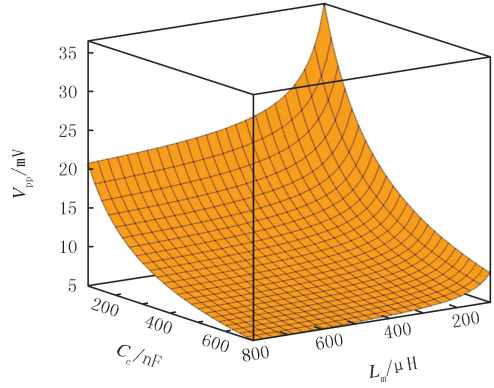


图4 输出纹波电压与电感 L_m 和箝位电容 C_c 的关系

Fig. 4 The relationship between output ripple voltage and inductance L_m and clamping capacitance C_c

式中, $E = V_o(\omega_1(1 - D) + \pi)N^2$.

由上式知,当变换器工作于 CCM 模式时,在负载、开关频率、变压器匝比和输出电容一定的情况下,输出纹波电压随箝位电容 C_c 的增大而减小,与变压器电感 L_m 无关.

3 仿真及实验验证

为了验证上述理论分析,研制了一台试验样机,样机参数如表 1 所示.取变压器一次电感 L_m 和箝位电容 C_c 的变化范围分别为 $[100, 800]\mu\text{H}$ 和 $[200, 800]\text{nF}$,由(16)和(25)式可得输出纹波电压与变压器励磁电感 L_m 和箝位电容 C_c 的关系(图 4).

表 1 样机参数

Tab.1 Prototype parameters

输入电压(DC) V_i/V	输出电压(DC) V_o/V	输出电流 I_o/A	开关频率 f/kHz	变压器匝比 N	变压器电感 $L_m/\mu\text{H}$	箝位电容 C_c/nF	输出电容 $C_o/\mu\text{F}$
20	12	1	100	2	330,470,550	220,300,470	470

将表 1 中参数带入(1),(10)~(11)式,计算出输出负载电流 $I_o=2\text{ A}$, $L_c=112.8\mu\text{H}$, $L_c'=467.2\mu\text{H}$.当 L_m 分别取 $330\mu\text{H}$ 和 $550\mu\text{H}$ 时,此时对应的漏感 L_r 分别为 $4\mu\text{H}$ 和 $9\mu\text{H}$,变换器处于 DCM 和 CCM 工作模式,将表 1 参数及 L_m 值代入(16)和(24)式中,得出输出纹波电压的理论值分别为 49 mV , 68 mV .为验证理论分析的正确性,通过 SIMetrix-SIMPLIS 仿真软件和实验样机测试,得到不同条件下的输出电压 V_o 的波形如图 5(a, b)所示.

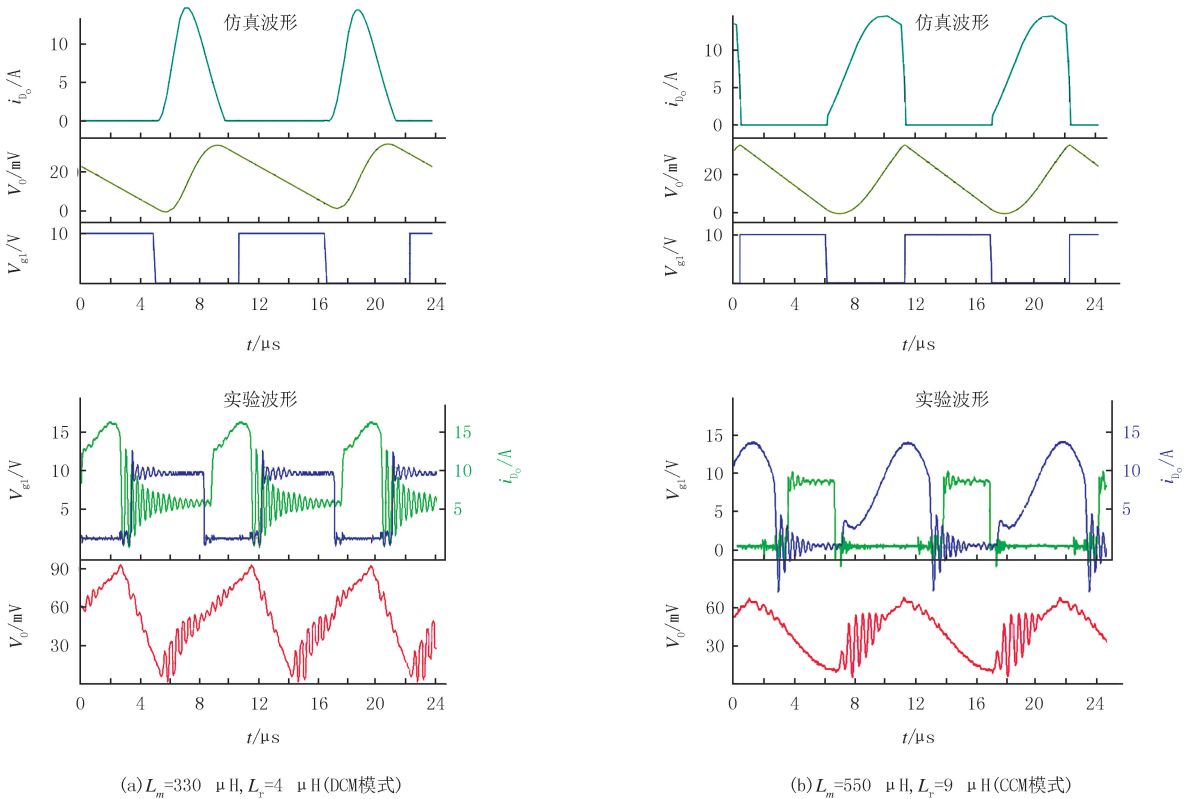


图5 有源箝位反激变换器输出电压纹波 v_r 波形图

Fig.5 Output voltage ripple v_r waveform diagram of Active clamp flyback converter

受元器件寄生参数等影响,实验所得纹波电压略大于仿真值,但其变化趋势与理论分析一致.

由图 5 可以看出,当开关频率 f ,输出电压 V_o ,变压器匝比 N 和输出电容 C_o 在一定条件下,励磁电感 L_m 取值不同,变换其输出纹波电压有所差异.从图 5 的仿真与试验波形可以得出,当箝位电容固定不变时,

当励磁电感 L_m 分别取 $330 \mu\text{H}$ 和 $550 \mu\text{H}$ 时,输出纹波电压随着励磁电感 L_m 增大而减小。

取变压器电感 $L_m = 330 \mu\text{H}$,当箝位电容 C_c 分别为 220 nF 和 300 nF 时,对应的输出纹波电压 V_o 的波形分别如图 6(a,b)所示.当箝位电容 C_c 取 220 nF 和 470 nF 时,变换器对应输出纹波电压分别为 14.2 mV 和 9.6 mV .即当变压器电感 L_m 不变时,变换器输出纹波电压随箝位电容的增大而减小。

综上所述,仿真与试验波形和理论分析一致。

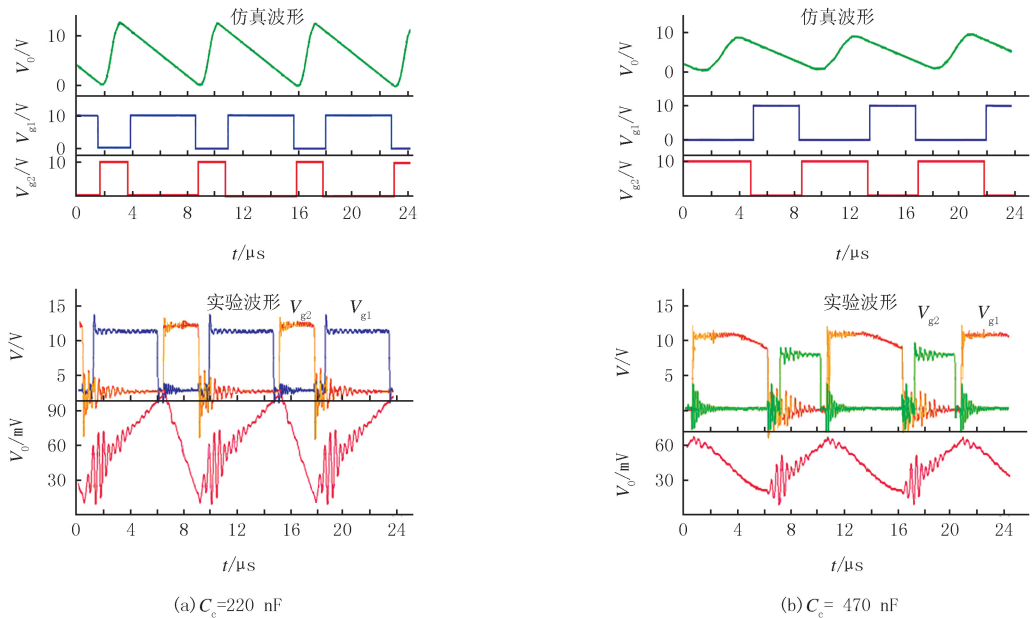


图6 励磁电感 $L_m = 330 \mu\text{H}$ 时的波形图

Fig.6 Waveform when magnetizing inductance $L_m = 330 \mu\text{H}$

4 结 论

通过对有源箝位反激变换器能量传输模式和输出纹波电压进行深入分析,得出如下结论。

1)根据主开关管 Q_1 开通时流过副边整流二极管电流 i_{D_o} 的大小,将有源箝位变换器划分为 3 种工作模式 DCM,CRM 和 CCM.研究了变换器相对于输出电容 C_o 的能量传输过程,当变换器处于 DCM 模式时,存在一种能量传输模式;处于 CCM 模式时,存在 2 种能量传输模式。

2)分析了有源箝位反激变换器工作于 2 种模式下输出纹波电压随变压器电感和箝位电容的变化关系.在给定输出电压、开关频率、负载、占空比、变压器匝比和输出电容参数情况下,变换器工作于 DCM 模式时,输出纹波电压随变压器电感和箝位电容的增大而减小;工作于 CCM 模式时,输出纹波电压与变压器电感无关,随箝位电容的增大而减小.因此,变换器工作于 CCM 与 DCM 之间的临界电感即为使得输出纹波电压最小的变压器电感.这对变换器的参数优化具有重要指导意义。

参 考 文 献

- [1] 王武,卢德祥,林琼斌,等.谐振电容电压反馈单输入多输出反激式变换器[J].电工技术学报,2017,32(14):96-105.
WANG W,LU D X,LIN Q B,et al.Resonant Capacitor Voltage Feedback of Single-Input Multi-Output Flyback Converter[J].Transactions of China Electrotechnical Society,2017,32(14):96-105.
- [2] XUE L,ZHANG J.Highly Efficient Secondary Resonant Active Clamp Flyback Converter[J].IEEE Transactions on Industrial Electronics,2018,65(2):1235-1243.
- [3] 赵坚,汪海宁,张晓安.单端反激有源箝位光伏并网微逆变器设计[J].电气工程学报,2016(4):22-28.
ZHAO J,WANG H N,ZHANG X A.Design of Active Clamp Grid-Connected Micro-Inverter Based on Single-Ended Flyback Topology [J].Journal of Electrical Engineering,2016(4):22-28.
- [4] LIU P H.Design consideration of active clamp flyback converter with highly nonlinear junction capacitance[J].IEEE Transactions on

- Power Electronics, 2018; 783-790.
- [5] GU D L, XI J X, HE L N. Digitally controlled GaN-based MHz active clamp flyback converter with dynamic dead time optimisation for AC-DC adapter [J]. IET Power Electronics, 2020, 13(16): 3777-3786.
- [6] WONG P, ZHOU X. Active-clamp flyback circuit and control method thereof; U.S. Patent Application 10/199,949[P]. 2019-02-05.
- [7] 李媛媛, 王毅, 刘林, 等. 基于有源箝位反激拓扑的高效 DC/DC 变换器研究[J]. 电子技术与软件工程, 2017(15): 231-233.
LI Y Y, WANG Y, LIU L, et al. Research on High-efficiency DC/DC Converter Based on Active Clamp Flyback Topology[J]. Power Electronics Technology and Software Engineering, 2017(15): 231-233.
- [8] SONG M C, ZHANG J Q, CHEN H X, et al. Towards Efficient Microarchitectural Design for Accelerating Unsupervised GAN-Based Deep Learning[C]//2018 IEEE International Symposium on High Performance Computer Architecture (HPCA). Washington D.C.: IEEE Computer Society, 2018.
- [9] SPIAZZI G, MATTAVELLI P, COSTABEBER A. High step-up ratio flyback converter with active clamp and voltage multiplier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3205-3214.
- [10] CHOI W S, JIN C F, PARK J W, et al. A new topology of flyback converter with active clamp snubber for battery application[C]//2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Piscataway: IEEE Press, 2014: 951-956.
- [11] LI W, FAN L, ZHAO Y, et al. High-step-up and high-efficiency fuel-cell power-generation system with active-clamp flyback-forward converter[J]. IEEE transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 599-610.
- [12] LIU Y C, HUANG B S, LIN C H, et al. Design and Implementation of a High Power Density Active-Clamped Flyback Converter[C]//2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018-ECCE Asia). Piscataway: IEEE Press, 2018: 2092-2096.
- [13] JONG H K, MYUNG H R, BYUNG D M, et al. A Method to Reduce Power Consumption of Active-Clamped Flyback Converter at No-Load Condition[C]//IEEE Transactions on Power Electronics. Piscataway: IEEE Press, 2006: 2811-2814.
- [14] HUANG X, FENG J, LEE F C, et al. Conducted EMI analysis and filter design for MHz active clamp flyback front-end converter[C]//2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Piscataway: IEEE Press, 2016: 1534-1540.
- [15] 许奕辰, 胡海兵, 何小斌. 非互补准谐振控制的有源箝位反激变换器[J]. 电力电子技术, 2020, 54(8): 86-88.
XU Y C, HU H B, HE X B. Noncomplementary Quasi-resonant Control Active Clamped Flyback Converter[J]. Power electronics, 2020, 54(8): 86-88.
- [16] 黄阳强, 许建平, 殷刚, 等. 准谐振软开关双管反激变换器[J]. 电工技术学报, 2018, 33(18): 4313-4322.
HUANG Y Q, XU J P, YING G, et al. Quasi-Resonant Soft-Switched Two-Switch Flyback Converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(18): 4313-4322.
- [17] XUE L X, ZHANG J S. Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1235-1243.
- [18] 刘树林, 曹剑, 胡传义, 等. 正-反激组合变换器的能量传输模式及输出纹波电压分析[J]. 电工技术学报, 2019, 34(8): 1647-1656.
LIU S L, CAO J, HU C Y, et al. Energy Transmission Modes and Output Ripple Voltage of Forward-Flyback Converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(8): 1647-1656.

Energy transmission modes and output ripple voltage of active clamp flyback converter

Zhao Yongxiu, Cai Peijun, Li Minggeng, Wang Qi

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: The energy transmission modes of the active clamp flyback converter were deeply studied to provide theoretical guidance for its design and manufacture. The converter is divided into continuous conduction mode (CCM) and discontinuous conduction mode (DCM) based on the continuous and discontinuous state of the current flowing through the secondary side rectifier diode. It is found that, when it works in CCM, there are two energy transmission modes; when it works in DCM, there is one energy transmission mode. The analytical formula of output ripple voltage of each mode is derived, compared and analyzed. When the converter works in DCM mode, the output ripple voltage decreases with the increase of transformer inductance and clamping capacitance; when working in CCM mode, the output ripple voltage decreases. The ripple voltage has nothing to do with the transformer inductance, and decreases with the increase of the clamping capacitance. Simulation and experiment verify the correctness of the theoretical analysis.

Keywords: active clamp flyback; energy transfer mode; output ripple voltage