

一种新型无源无损软开关 Boost 变换器

华南理工大学 陈少屏 梁冠安 庞永强 (广州 510640)

1 前言

开关电源目前存在五个挑战性的问题，能否更加小型化就是其中之一。使开关电源小型化的重要途径是提高开关频率。高频化能使变压器和电感等磁性元件以及电容体积和重量大为减少，从而提高变换器的功率密度。但是提高开关频率的同时也增加了开关损耗，并使电磁干扰更加严重。采用软开关技术可以降低开关损耗，使开关电源可以在低损耗情况下实现高频运行。其实现方法可分为有源和无源软开关技术。有源软开关技术在原有电路上附加有源器件（如开关），价格比较昂贵，工作时还要增加控制电路以对附加开关进行控制，电路复杂，可靠性比较差。相比之下，无源软开关电路简单，可靠性高，价格便宜。这些优点使得无源软开关近几年倍受青睐。对于 PWM 变换器，无源软开关通过降低有源开关的 di/dt 和 dv/dt 来实现零电流导通和/或零电压关断，以减少开关损耗。文献[1]对无源软开关技术进行了总结，并提出了无源无损软开关 PWM 变换器合成方法。根据这种方法，可以合成多种性能良好的软开关 PWM 变换器。本文对其中的一种合成新型软开关 Boost 变换器的工作原理及参数选择进行了分析，给出理论波形和仿真波形，并对其进行分析。

2 工作原理

这种新型无源软开关变换器在 Boost 基本拓扑基础上附加了一个子电路，如图 1 虚框中所示。

子电路包括一个电感 L_r ，两个电容 C_s 、 C_r ，三个二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 。 L_r 提供主开关零电流开通条件，限制二极管 D 的反向恢复电流。电容 C_s 提供开关零电压关断条件。电容 C_r 为电感 L_r 能量恢复提供能量。这种变换器有七种运行模式。假设各种元器件为理想元器件，且 $C_s < C_r$ 。下面对其进行分析。

(1) $t < t_0$

开关 S 处于关断状态，此时 $v_{cs} = V_0$ ， $v_{cr} = 0$ ， $i_{Lr} = i_{in}$ 。简化电路如图 2(a) 所示，波形图如图 3 所示。

(2) $t_0 \sim t_1$

从 t_0 开始，开关 S 导通，电流 i_{Lr} 线性下降，简化电路如图 2(b) 所示。 $t = t_1$ 时，电流 i_{Lr} 减少到零，二极管 D 关断，波形图如图 3 所示。这段时间为：

$$t_0 - t_1 = t_1 - t_0 = (1)$$

(3) $t_1 \sim t_2$

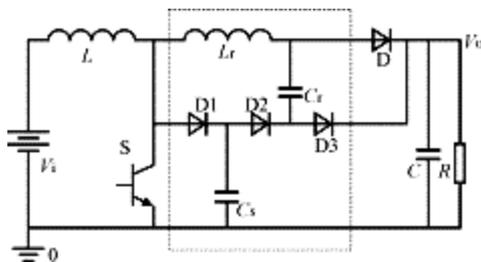


图 1 新型无源无损软开关 Boost 变换器

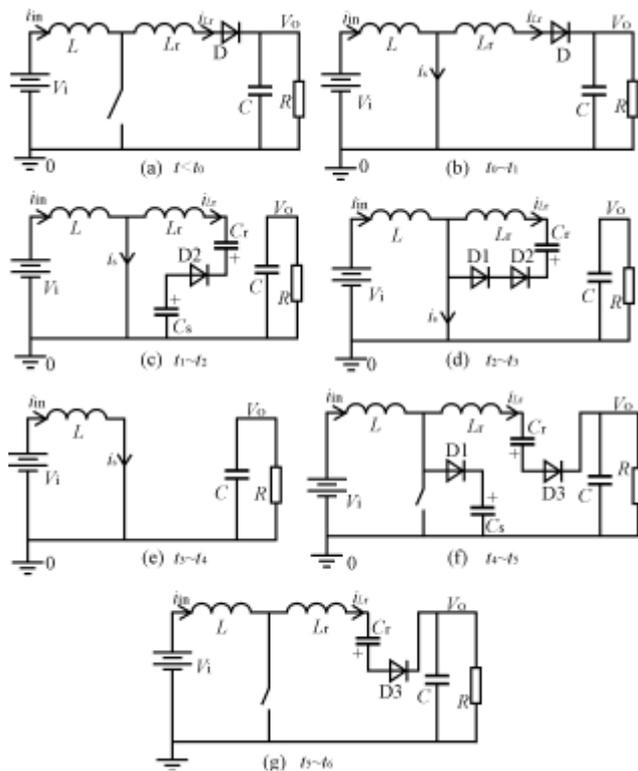


图 2 新型无源无损软开关 Boost 变换器的工作模式

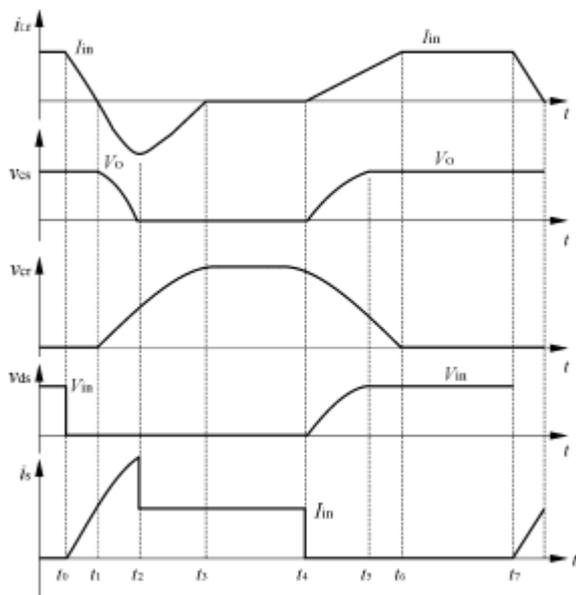


图 3 Boost 变换器各电流和电压波形图

从 t_1 开始, C_s 开始经 D_2 , C_r 、 L_r 和开关 S 放电, v_{cr} 从零上升, 电流 i_{Lr} 从零反方向增加, 简化电路如图 2(c) 所示, 波形图如图 3 所示。在此过程中, 电流 i_{Lr} 、电容电压 v_{cs} 和电容电压 v_{cr} 由下面公式决定。

$$i_{Lr} = -\sin(\omega t) \quad (2) \quad v_{cr} = [1 - \cos(\omega t)] \quad (3) \quad v_{cs} = V_0 + [\cos(\omega t) - 1] \quad (4) \quad \text{式中: } \omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_s}}$$

$t=t_2$ 时, C_s 放电过程结束, $v_{cs}=0$, 波形图如图 3。电容电压 v_{cs} 从最大值降到零的时间 t_s 由式(5)决定。

$$t_s = \arccos(5)$$

(4) $t_2 \sim t_3$

从 t_2 开始, 由于 $v_{cs}=0$, D_1 导通, 电感 L_r 和电容 C_r 发生谐振, 电感电流 i_L 流经 D_1 和 D_2 , 向 C_r 充电。电容电压 v_{cr} 继续上升, 简化电路如图 2(d)所示。 $t=t_3$ 时, v_{cr} 达到最大值 V_{Crmax} , 电感电流 i_{Lr} 降到零, 波形图如图 3 所示。这段时间为:

$$t_2 - t_3 = t_2 - Tr(6) \quad \text{式中: } Tr=2 \text{ 为谐振周期。}$$

(5) $t_3 \sim t_4$

从 t_3 开始, 由于 $i_{Lr}=0$, D_1 和 D_2 关断, v_{cr} 保持在最大值 V_{Crmax} 。变换器工作在 PWM 状态, 且 $i_L=i_s$, 简化电路如图 2(e)所示, 波形图如图 3 所示。 $t=t_4$ 时, 开关 S 关断。

(6) $t_4 \sim t_5$

从 t_4 开始, 由于开关 S 关断, 电源 V_i 一路经 L , D_1 向 C_s 充电, v_{cs} 从零开始上升; 另一路则经 L , L_r , C_r , D_3 向负载供电, 同时电容 C_r 放电, v_{cr} 下降, i_{Lr} 上升, 简化电路如图 2(f)所示。 $t=t_5$ 时, v_{cs} 达到 V_0 。波形图如图 3 所示。

(7) $t_5 \sim t_6$

从 t_5 开始, v_{cs} 被钳在 V_0 , 即 $V_{Csmax}=V_0$; 电源继续经 L , L_r , C_r , D_3 向负载供电, 电容 C_r 继续放电。 $t=t_6$ 时, 电容电压 v_{cr} 降到零, 同时电感电流 i_{Lr} 上升到 I_{in} , $i_{Lr}=I_{in}$, 简化电路如图 2(g)所示, 波形图如图 3 所示。

(8) $t_6 \sim t_7$

从 t_6 开始, 变换器重新工作在 PWM 状态, 简化电路如图 2(a)所示。 $t=t_7$ 时, 开关 S 导通, 开始下一个周期的工作。

由上面各工作模态分析可知: 当开关 S 导通时, 由于 $i_{Lr}=I_{in}$, 电感电流不能突变, 使得电流 i_s 从零开始上升; 当开关 S 关断时, 由于 $v_{cs}=0$, 电容电压不能突变, 把开关电压 v_{ds} 钳在零, 当电源 V_i 对 C_s 充电时, 开关电压 v_{ds} 才开始上升, 从而实现零电流开通和零电压关断, 并且最大开关电压 V_{dsmax} 被钳在 V_0 。也就是说, 这种新型无源无损软开关 Boost 交换器在没有增加开关应力的基础上实现了零电流开通和零电压关断。

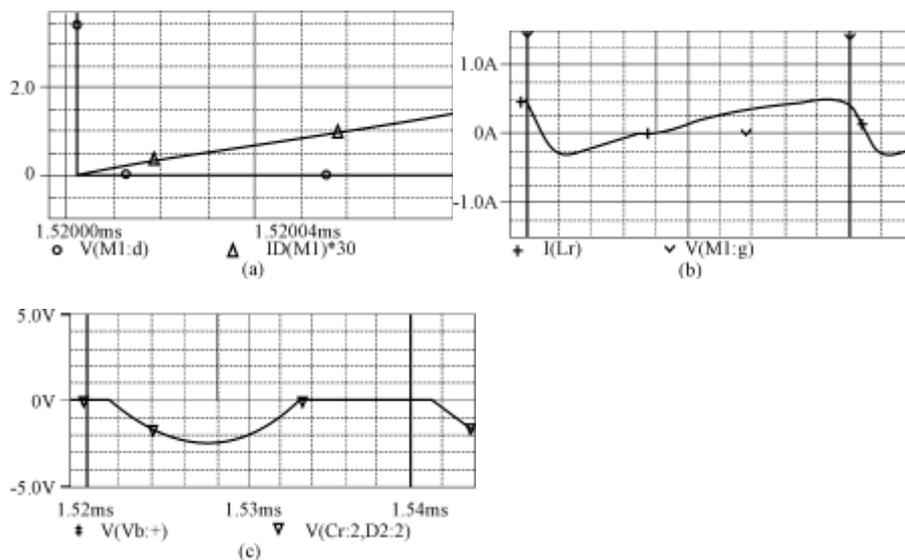


图 4Boost 变换器各电流及电压仿真波形

(a)开关 S 电压和电流的波形

(b)附加电感 L_r 电流与开关控制信号的波形

(c)附加电容 C_r 电压与开关控制信号的波形

3 参数计算

附加子电路只给开关提供软开关条件，因而其参数的设置条件是：保证附加子电路提供软开关条件，但不影响原电路的工作。一般情况下， C_s 的值小于 10nF ，而 C_r 的值是 C_s 的 20 倍以上。 t_{1-2} （也即 t_s ，为 C_s 放电， v_{cs} 从 V_0 降到零的时间）不宜太小，因为这段时间太小，开关电流上升的时间就短， di/dt 将变大，使得 EMI 增大，也即电感 L_r 不宜太小。但是 L_r 也不宜过大，过大将使子电路的工作时间较长，增加了工作损耗，影响原电路的工作，并且也影响了电路零电流开通的条件。

4 仿真结果

利用以上的电路原理，对一个带有这种附加电路的 Boost 变换器进行仿真。参数如下： $C_r=400\text{nF}$ ， $C_s=10\text{nF}$ ， $L=200\mu\text{H}$ ， $C=40\mu\text{F}$ ， $R=50$ ， $V_i=15\text{V}$ 。在其他参数确定的情况下，可用 Pspice 中的参数扫描分析功能确定 L_r 的值。分析结果取 $L_r=50\mu\text{H}$ 。仿真结果如图 4 所示。

由图 4 可知，当开关导通时，开关电压 $V(M1:d)$ (V_{ds}) 下降，由于电感 L_r 的作用，电流不能突变，使得开关电流 i_s 在开关电压 $V(M1:d)$ (V_{ds}) 降到零后，才从零开始上升，实现了开关的零电流导通。当开关关断时，由于电容 C_s 的钳压作用，开关电压从低电压上升，基本实现零电压关断。而电感电流 i_{Lr} 和电压 v_{cr} 波形与理论分析的是一致的。

5 结论

文献[2]中提出的软开关也是无源软开关。不同的是，文献[2]中提出的电路附加电感 L_r 插在开关支路，当开关关断时，电感能量必须回到零，以减少导通损耗。而本文分析的电路附加电感 L_r 插在二极管 D 支路，电感在开关关断时充电。由以上分析可知，两个附加电路功能一样，但在各个工作模式中对电路的作用却不一样。这种变换器外加元器件都是无源元器件，价格比较便宜，可靠性较强，损耗低，只需用一个控制电路对主开关进行控制，并且在不增加开关应力的情况下实现零电流开通和零电压关断。