



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 108599564 B

(45) 授权公告日 2020.10.23

(21) 申请号 201810376944.7

审查员 刘飞

(22) 申请日 2018.04.25

(65) 同一申请的已公布的文献号  
申请公布号 CN 108599564 A

(43) 申请公布日 2018.09.28

(73) 专利权人 电子科技大学  
地址 611731 四川省成都市高新区(西区)  
西源大道2006号

(72) 发明人 张晨雨 吴云峰 陈章勇 唐远鸿

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心  
51203

代理人 陈一鑫

(51) Int.Cl.

H02M 3/158 (2006.01)

H02M 1/42 (2007.01)

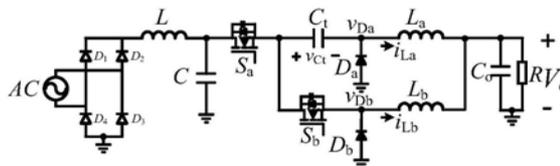
权利要求书1页 说明书4页 附图4页

(54) 发明名称

一种电容电压断续模式电容串接式交错并  
联Bcuk PFC变换器

(57) 摘要

本发明公开了一种电容电压断续模式电容串接式交错并联Bcuk PFC变换器及其控制思想。主要用于需要超低电压输出和高功率因数校正的应用场合,尤其是LED领域。该变换器中间储能电容工作于电压断续模式,实现自动功率因数校正功能。并且,该变换器中间储能电容的电压峰值被箝位于输入电压。此外,通过有效调节中间储能电容电压的充放电时间,对一个开关周期内向负载传递的能量进行有效控制,实现了所述变换器的超高降压比,且降压比与占空比无关。该变换器的控制策略采用变频交错控制思想,负载变动时,自动调整交错脉冲的频率,维持输出电压稳定。本发明提供的电路具有电容电压箝位(低电压应力)、超低电压输出、高功率因数等特性。



1. 一种电容电压断续模式电容串接式交错并联Bcuk PFC变换器,该变换器由依次串联的:输入整流电路、LC滤波电路、主电路、采样电路组成;所述LC滤波电路包括:滤波电感L和滤波电容C;所述滤波电感L的输入端连接输入整流电路的输出端,输出端连接主电路的输入端;所述滤波电容C一端连接滤波电感L的输出端,另一端接地;所述主电路包括:A相开关管 $S_a$ 、A相续流二极管 $D_a$ 、A相电感、B相开关管 $S_b$ 、B相续流二极管 $D_b$ 、B相电感、储能电容 $C_t$ 、输出滤波电容 $C_o$ ;其中A相开关管 $S_a$ 漏极与LC滤波电路的输出端连接,然后A相开关管 $S_a$ 源极依次串联储能电容 $C_t$ 、A相电感,A相电感的输出端连接输出滤波电容 $C_o$ 正极作为主电路的输出,输出滤波电容 $C_o$ 负极接地,A相续流二极管 $D_a$ 阴极连接储能电容 $C_t$ 和A相电感的共接点,A相续流二极管 $D_a$ 阳极接地;B相开关管 $S_b$ 与B相电感串联,B相开关管 $S_b$ 的漏极连接A相开关管 $S_a$ 与储能电容 $C_t$ 的共接点,B相电感连接A相电感的输出端,B相续流二极管 $D_b$ 阴极连接B相开关管 $S_b$ 和B相电感的共接点,B相续流二极管 $D_b$ 阳极接地;

所述Bcuk PFC变换器工作的6个模态为:

Mode1:在此时段开始时,开关管 $S_a$ 导通,A相续流二极管 $D_a$ 关断,输入电压 $V_i$ 和C为A相提供能量, $V_c$ 下降; $C_t$ 被充电, $u_{ct}$ 从0开始线性上升; $u_{Da}$ 从 $V_i$ 开始线性下降;当 $u_{ct} = V_i$ 时,A相续流二极管 $D_a$ 导通,该模态结束;

Mode2:在此时段开始时,A相续流二极管 $D_a$ 导通续流;此阶段C与 $C_t$ 并联,由于C远大于 $C_t$ ,故可以忽略流过 $C_t$ 的电流,认为通过电感L的电流仅对C充电;

Mode3:在此时段开始时,开关管 $S_a$ 断开;由于工作模态2中流过开关管 $S_a$ 的电流 $i_{sa}$ 为0,故开关管 $S_a$ 零电流关断;此阶段AB两相均由各自的续流二极管续流;由于 $S_a$ 、 $S_b$ 均断开,故 $C_t$ 不存在放电回路, $u_{ct}$ 保持不变,其值仍为 $V_i$ ;

Mode4:在此时段开始时,开关管 $S_b$ 导通,B相续流二极管 $D_b$ 关断; $C_t$ 放电为B相提供能量, $u_{ct}$ 线性下降,直到 $u_{ct}$ 降为0,B相续流二极管 $D_b$ 导通,该模态结束;

Mode5:在此时段开始时,B相续流二极管 $D_b$ 导通;此阶段A、B两相均续流,且没有电流流过开关管 $S_b$ ;此模态的持续时间与工作模态1的持续时间相同;

Mode6:在此时段开始时,开关管 $S_b$ 关断;由于工作模态5中流过开关管 $S_b$ 的电流 $i_{sb}$ 为0,故开关管 $S_b$ 零电流关断;此阶段开关管 $S_a$ 、 $S_b$ 均关断,电容 $C_t$ 不存在充放电回路,其电压 $u_{ct}$ 保持为0;在此时段结束时,开关管 $S_a$ 导通,下一个开关周期开始。

2. 如权利要求1所述的一种电容电压断续模式电容串接式交错并联Bcuk PFC变换器,其特征在于所述输入整流电路包括:第一整流二极管、第二整流二极管、第三整流二极管、第四整流二极管,所述第一整流二极管与第四整流二极管串联,第二整流二极管与第三整流二极管串联,第四整流二极管与第三整流二极管的阳极共接后接地,第一整流二极管与第二整流二极管阴极共接后作为输入整流电路的输出;第一整流二极管与第四整流二极管的共接点、第二整流二极管与第三整流二极管共节点作为输入整流电路的输入。

3. 如权利要求1所述的一种电容电压断续模式电容串接式交错并联Bcuk PFC变换器,其特征在于所述采样电路包括输出采样电容和负载,采样电容与负载并联,并联后一端连接主电路的输出端,另一端接地。

## 一种电容电压断续模式电容串接式交错并联Buck PFC变换器

### 技术领域

[0001] 本发明属于电子电路领域,特别涉及中小功率,需要高功率因数、超低电压输出的应用,尤其是LED供电技术领域。

### 背景技术

[0002] LED照明技术是一种新型、清洁和高效的现代照明技术,具有节能、环保和使用寿命长等显著优点。为了使LED驱动电路对电网的谐波污染达到IEC61000-3-2C类法规标准,通常需要采用有源功率因数校正技术。单级有源功率因数校正变换器以控制简单、成本较低等优势,在中小功率场合应用广泛。其拓扑通常分为隔离型拓扑和非隔离型拓扑两类。隔离型拓扑通常采用电路结构简单、控制策略简单的临界导通模式或断续模式Flyback功率因数校正变换器。然而Flyback功率因数校正变换器存在漏感引起的电压尖峰严重、电感电流断续模式的输入电流峰值和方均根值较大、输出电压二倍工频纹波较大等问题。另一方面,非隔离性拓扑通常采用电感电流断续模式Boost功率因数校正单元级联DC/DC单元,然而却会使中间母线电压较高,降低下级DC/DC降压单元效率。因此有研究者采用Buck、Buck-Boost这种降压功率因数校正单元级联DC/DC变换器,解决使用电感电流断续模式Boost功率因数校正单元造成的中间母线电压高的问题。然而上述非隔离型单级有源功率因数校正变换器均是使功率因数校正单元工作于输入电流断续模式,以获得自动功率因数校正的功能。输入电流断续模式工作方式将导致变换器主电路功率器件的电流应力增加,使功率体器件的导通损耗增大。

[0003] 为解决输入电流断续模式对变换器的影响,相关研究者提出了输入电流断续模式的对偶工作方式电容电压断续模式。Cuk和Buck变换器工作于电容电压断续模式,均能实现自动功率因数校正功能。电容电压断续模式解决了输入电流断续模式变换器电流应力大、效率低的缺点。然而,工作于电容电压断续模式的变换器,

[0004] 如图1、2所示分别为传统电容电压断续模式Buck PFC和Cuk PFC变换器,图3、4分别为传统电容电压断续模式Buck PFC和Cuk PFC变换器的电容电压波形。从图3、4中可知,其储能电容上的电压峰值由开关管关断时间、输入电流、储能电容值决定,其电压峰值均大于二倍输入电压,因此必须选择耐压等级高的功率器件,增加了电路成本。

### 发明内容

[0005] 本发明提供的电路拓扑及其工作模式,克服了现有输入电流断续模式功率因数校正变换器输入电流峰值大、电容电压断续模式功率因数校正变换器中间储能电容电压较高两个缺点。此外,本发明提供的拓扑具有超高降压比,即超低电压输出的特性,且降压比与占空比无关。

[0006] 本发明将中间储能电容的电压峰值箝位于输入电压,通过有效调节中间储能电容电压的充放电时间,对一个开关周期内向负载传递的能量进行有效控制,实现了所述变换器的超高降压比,即超低电压输出,且降压比与占空比无关。因而本发明技术方案为:一种

串接电容电压箝位型交错并联Buck PFC变换器,该变换器包括依次串联的:输入整流电路、LC滤波电路、主电路、控制电路;所述主电路包括:A相开关管 $S_a$ 、A相二极管、A相电感、B相开关管 $S_b$ 、B相二极管、B相电感、储能电容 $C_t$ 、输出滤波电容 $C_o$ ;其中A相开关管 $S_a$ 漏极与LC滤波电路的输出端连接,然后A相开关管 $S_a$ 源极依次串联储能电容 $C_t$ 、A相电感,A相电感的输出端连接输出滤波电容 $C_o$ 。正极作为主电路的输出,输出滤波电容 $C_o$ 负极接地,A相二极管阴极连接储能电容 $C_t$ 和A相电感的共接点,A相二极管阳极接地;B相开关管 $S_b$ 与B相电感串联,B相开关管 $S_b$ 的漏极连接A相开关管 $S_a$ 与储能电容 $C_t$ 的共接点,B相电感连接A相电感的输出端,B相二极管阴极连接B相开关管 $S_b$ 和B相电感的共接点,B相二极管阳极接地。

[0007] 进一步的,所述输入整流电路包括:第一整流二极管、第二整流二极管、第三整流二极管、第四整流二极管,所述第一整流二极管与第四整流二极管串联,第二整流二极管与第三整流二极管串联,第四整流二极管与第三整流二极管的阳极共接后接地,第一整流二极管与第二整流二极管阴极共接后作为输入整流电路的输出;第一整流二极管与第四整流二极管的共接点、第二整流二极管与第三整流二极管共节点作为输入整流电路的输入。

[0008] 进一步的,所述LC滤波电路包括:滤波电感和滤波电容;所述滤波电感的输入端连接输入整流电路的输出端,输出端连接主电路的输入端;所述滤波电容一端连接滤波电感的输出端,另一端接地。

[0009] 进一步的,所述采样电路包括输出滤波电容和负载,采样电容与负载并联,并联后一端连接主电路的输出端,另一端接地。

[0010] 本发明当A相开关管 $S_a$ 导通,中间储能电容 $C_t$ 被恒定电流充电,当中间储能电容 $C_t$ 的电压上升到输入电压时,A相续流二极管两端电压为零,导通续流,将中间储能电容 $C_t$ 负极接地,因此中间储能电容 $C_t$ 的电压被箝位在输入电压的值。由于下一个工作模态开关管 $S_a$ 、 $S_b$ 均关断,中间储能电容 $C_t$ 没有放电回路,因此其电压保持为输入电压的值不变。当B相开关管 $S_b$ 导通,此时中间储能电容 $C_t$ 放电,其放电回路为A相二极管 $D_a$ 、 $C_t$ 、B相开关管 $S_b$ 、B相电感 $L_b$ 、负载。当中间储能电容 $C_t$ 的电压下降为零,B相续流二极管 $D_b$ 导通,此时由于A、B两相二极管均导通,将中间储能电容 $C_t$ 的电压箝位为零。在下一个开关模态中,开关管 $S_a$ 、 $S_b$ 均关断,中间储能电容 $C_t$ 没有充电回路,因此其电压保持为零不变。这样,就实现了中间储能电容 $C_t$ 工作于电容电压断续模式且电压峰值被箝位于输入电压。此外,通过有效调节中间储能电容电压的充放电时间,对一个开关周期内向负载传递的能量进行有效控制,实现了所述变换器的超高降压比,即超低电压输出,且降压比与占空比无关。控制器采用恒定占空比的变频交错控制技术,通过对输出电压进行采样形成闭环,根据输出电压变化对应地调整开关频率,输出交错控制脉冲,通过驱动电路对主电路开关管进行控制,维持输出电压稳定。

[0011] 与现有技术相比,本发明的有益效果是:

[0012] 一、与现有的电感电流断续模式(DICM)PFC变换器相比,本发明输入电流连续,因此输入电流峰值和均方根值较小,功率器件导通损耗较小,变换器具有成本低、效率高等优点;

[0013] 二、与现有的电容电压断续模式(DCVM)PFC变换器相比,本发明中间储能电容的电压峰值被箝位于输入电压的值,不会增加主电路功率器件的电压应力,因此可以选择耐压等级适宜的功率开关管,降低成本。

[0014] 三、与现有的低电压输出降压变换器相比,本发明具有更大的占空比,对功率开关管的开关速度要求较低,因此可以节约功率开关管和控制器的成本。

[0015] 下面结合附图和具体实施方式对本发明作进一步说明。

### 附图说明

[0016] 图1为传统电容电压断续模式Buck PFC变换器的电路结构图。

[0017] 图2为传统电容电压断续模式Cuk PFC变换器的电路结构图。

[0018] 图3为传统电容电压断续模式Buck PFC变换器的储能电容电压波形图。

[0019] 图4为传统电容电压断续模式Cuk PFC变换器的储能电容电压波形图。

[0020] 图5为本发明串接电容电压箝位型交错并联Buck PFC变换器及其控制方法的电路结构图。

[0021] 图6、7、8、9、10、11为本发明以两相Buck交错为例,串接的中间储能电容电压断续模式时的工作模式电路图,依次分别对应工作模式1、工作模式2、工作模式3、工作模式4、工作模式5、工作模式6。

[0022] 图12、13分别为本发明以两相Buck交错为例(开环),在串接的中间储能电容电压断续模式时的主要时域工频仿真波形图和数个开关周期仿真波形图。

### 具体实施方式

[0023] 下面通过具体实例结合附图对本发明做进一步详细的描述。

[0024] 如图6、7、8、9、10、11所示,当中间储能电容电压断续模式时电路有六个模式。

[0025] Mode1:工作模式1对应图13中 $t_1$ 时段,在此时段开始时,开关管 $S_a$ 导通, $D_a$ 关断,输入电压 $V_i$ 和 $C$ 为A相提供能量, $V_C$ 下降。 $C_t$ 被充电, $u_{ct}$ 从0开始线性上升。 $u_{Da}$ 从 $V_i$ 开始线性下降。当 $u_{ct} = V_i$ 时,A相续流二极管 $D_a$ 导通,该模式结束。

[0026] Mode2:工作模式2对应图13中 $t_2$ 时段,在此时段开始时,A相续流二极管 $D_a$ 导通续流。此阶段 $C$ 与 $C_t$ 并联,由于 $C_i$ 远大于 $C_t$ ,故可以忽略流过 $C_t$ 的电流,认为 $I_{L1}$ 仅对 $C$ 充电。

[0027] Mode3:工作模式3对应图13中 $t_3$ 时段,在此时段开始时,开关管 $S_a$ 断开。由于工作模式2中流过开关管 $S_a$ 的电流 $i_{sa}$ 为0,故开关管 $S_a$ 零电流关断。此阶段AB两相均由各自的续流二极管续流。由于 $S_a$ 、 $S_b$ 均断开,故 $C_t$ 不存在放电回路, $u_{ct}$ 保持不变,其值仍为 $V_i$ 。

[0028] Mode4:工作模式:4对应图13中 $t_4$ 时段,在此时段开始时,开关管 $S_b$ 导通, $D_b$ 关断。 $C_t$ 放电为B相提供能量, $u_{ct}$ 线性下降,直到 $u_{ct}$ 降为0,续流二极管 $D_b$ 导通,该模式结束。

[0029] Mode5:工作模式5对应图13中 $t_5$ 时段,在此时段开始时,续流二极管 $D_b$ 导通。此阶段A、B两相均续流,且没有电流流过开关管 $S_b$ 。此模式的持续时间与工作模式1的持续时间相同。

[0030] Mode6:工作模式6对应图13中 $t_6$ 时段,在此时段开始时,开关管 $S_b$ 关断。由于工作模式5中流过开关管 $S_b$ 的电流 $i_{sb}$ 为0,故开关管 $S_b$ 零电流关断。此阶段开关管 $S_a$ 、 $S_b$ 均关断,电容 $C_t$ 不存在充放电回路,其电压 $u_{ct}$ 保持为0。 $t = t_6$ 时刻,开关管 $S_a$ 导通,下一个开关周期开始。

[0031] 仿真分析结果:

[0032] 图5为此发明以两相Buck串接电容交错并联为例,中间串接的储能电容电压断续

模式,采用交错开环控制实施例。图12、13分别为图5实施例的工频周期仿真波形和开关周期仿真波形,其仿真参数为:输入电压 $V_{in}=220V_{ac}$ ,负载电阻 $R_L=1.67\Omega$ ,中间储能电容 $C_t=24.4nF$ ,电感 $L_a=L_b=226\mu H$ ,输入滤波电感 $L=800\mu H$ ,输入滤波电容 $C=220nF$ ,输出电容 $C_o=1mF$ 。由图12可知,输入电流跟踪输入电压的变化,实现了输入电流连续模式下的自动功率因数校正功能。由图12、13可知,中间储能电容工作于断续模式,其电压峰值被箝位于输入电压 $V_{in}$ 的值,没有增加功率器件的电压应力。

[0033] 综上,本发明所提出的变换器,可使中间储能电容电压断续且其电压峰值被箝位于输入电压的值,无需增加额外器件,即不会增加成本就能很好的解决传统DCVM PFC中间储能电容电压峰值较高的缺点。并且,输入电流连续模式下实现自动功率因数校正功能,相较于传统DICM PFC,减小了输入电流的峰值和均方根值,因此减小了功率器件的导通损耗,提高电路效率。此外,相较于传统高降压变换器,本发明所提电路可以选取较大占空比实现超高降压比,降低了对功率开关管和控制器的开关性能要求,节约了电路成本。

[0034] 以上所述仅为本发明的较佳实施例,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

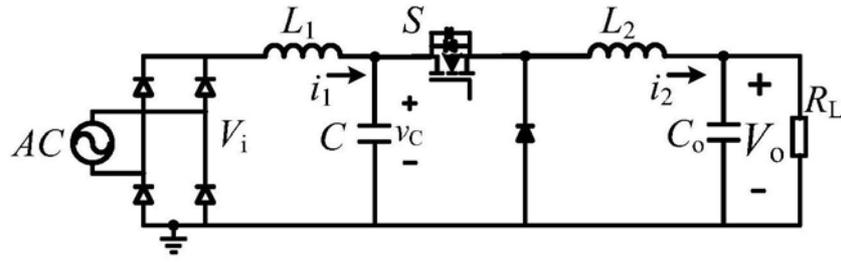


图1

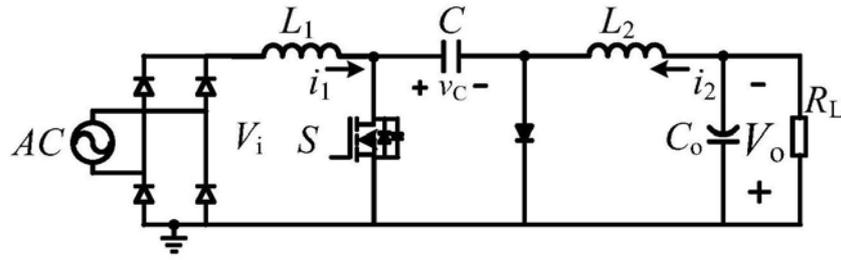


图2

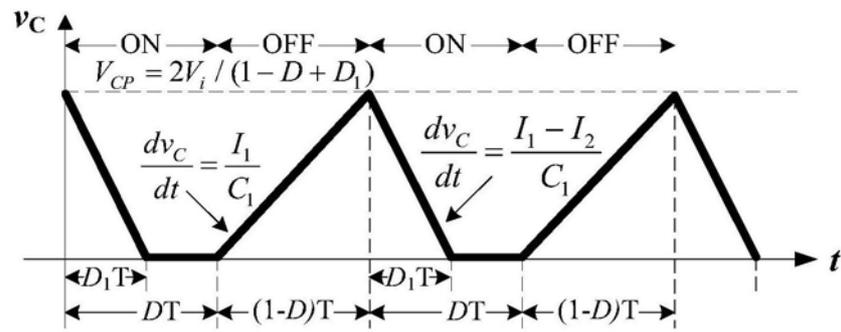


图3

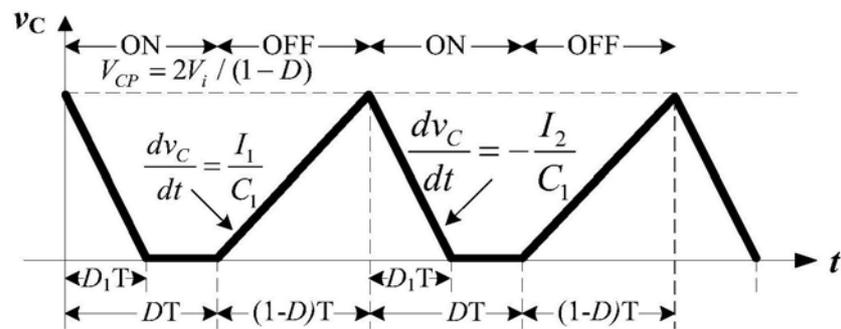


图4

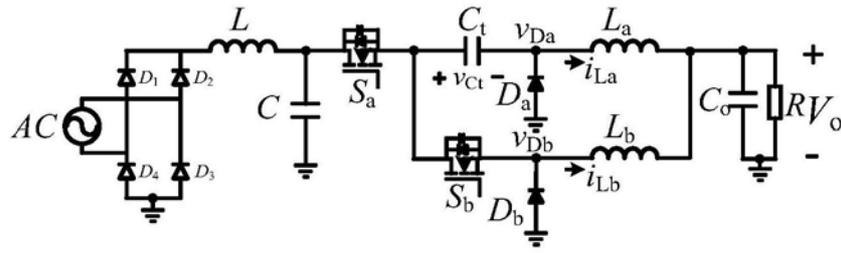


图5

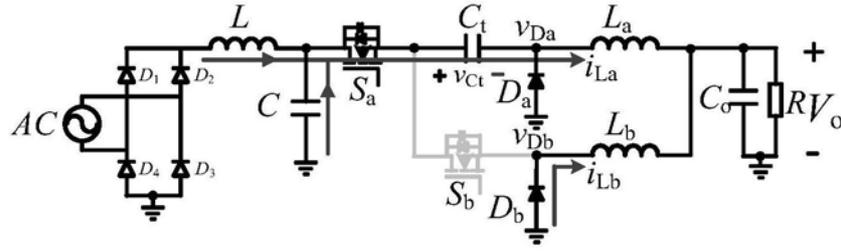


图6

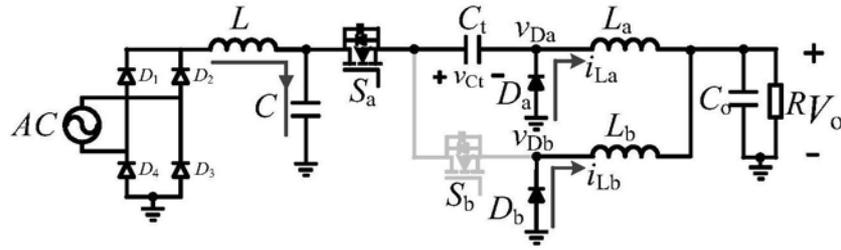


图7

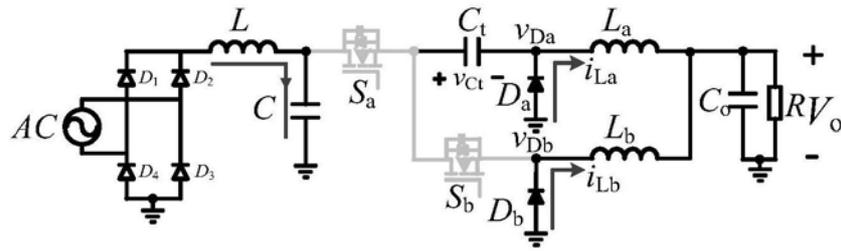


图8

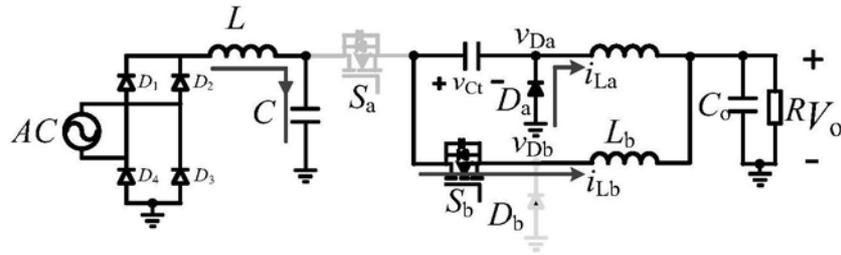


图9

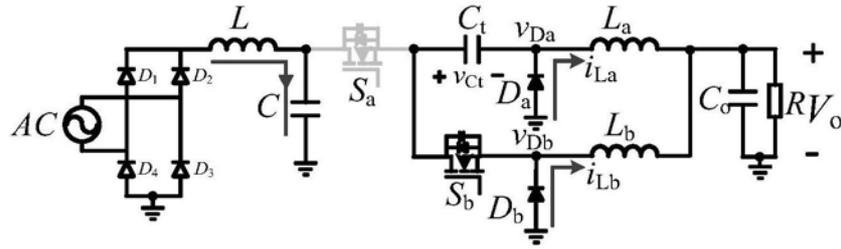


图10

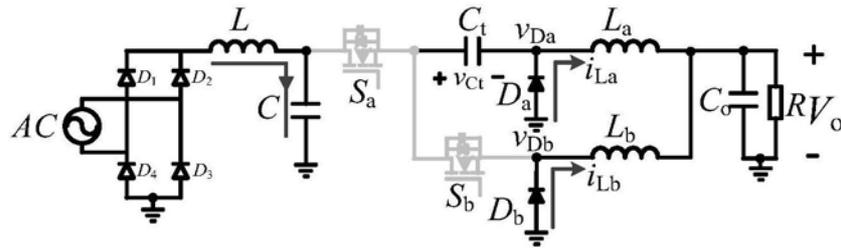


图11

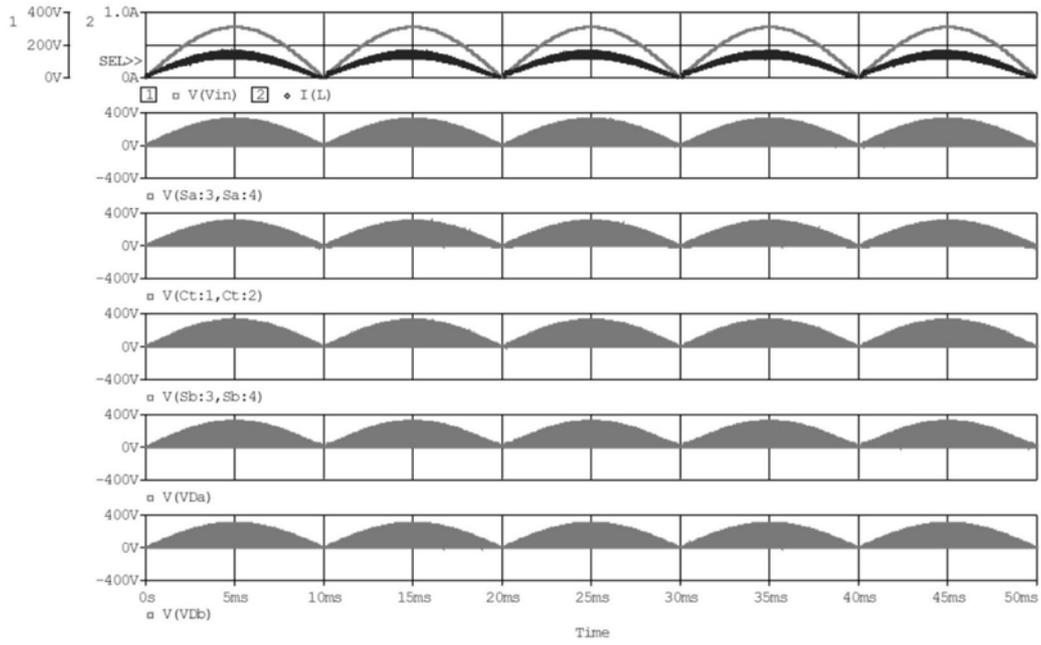


图12

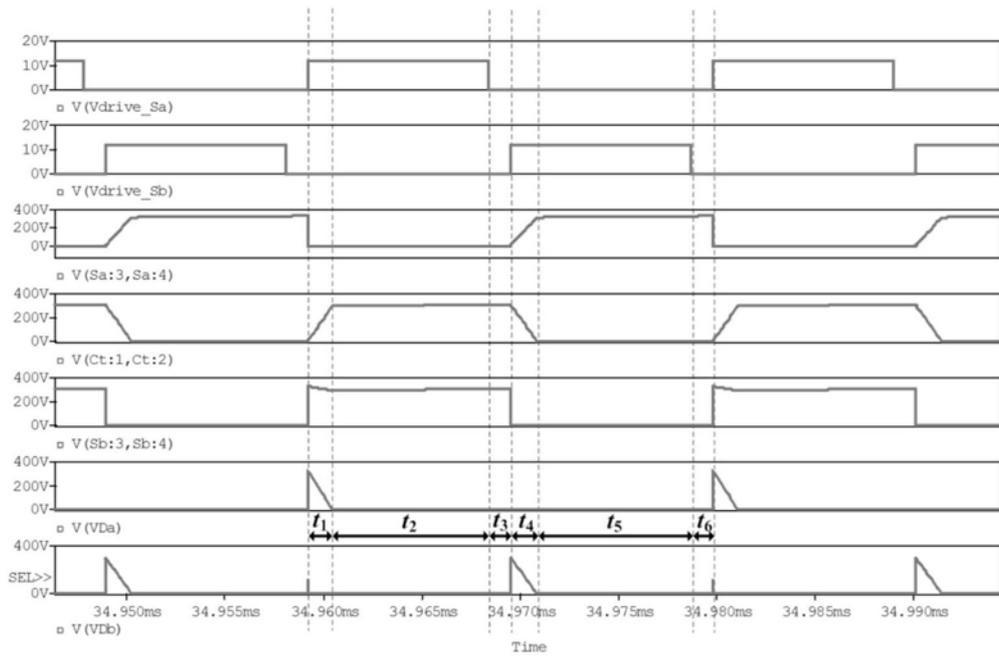


图13