

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101304213 B

(45) 授权公告日 2011.06.08

(21) 申请号 200810038828.0

(22) 申请日 2008.06.12

(73) 专利权人 上海交通大学

地址 200240 上海市闵行区东川路 800 号

(72) 发明人 李鹏飞 潘俊民

(74) 专利代理机构 上海交达专利事务所 31201

代理人 王锡麟 王桂忠

(51) Int. Cl.

H02M 3/07(2006.01)

审查员 徐旭

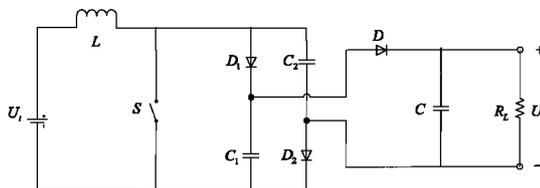
权利要求书 1 页 说明书 5 页 附图 1 页

(54) 发明名称

升压变换器

(57) 摘要

一种电力电子技术领域的升压变换器,其中:
 第一二极管与第一电容串联,第一二极管阴极与第一电容阳极相连,第二电容与第二二极管串联,第二电容阴极与第二二极管阳极相连,第一二极管与第一电容组成的支路与第二电容与第二二极管组成的支路并联后与开关管串联组成开关电容网络,第一二极管的阳极与电感一端相连,第一电容阴极与电源的负极的相连;开关电容网络与电源、电感串联,第一二极管与第一电容的连接点与二极管相连,二极管与输出电容相连,输出电容的正极与第二电容和第二二极管连接点相连,输出电容两端并接负载,输出电容两端的电压即为输出电压。本发明在不提高对器件要求的同时,有效地提高升压变比范围,具有较高的变换功率。



1. 一种升压变换器,包括:电源 (U_i)、电感 (L)、开关管 (S)、第三二极管 (D)、输出电容 (C)、第一二极管 (D1)、第二二极管 (D2)、第一电容 (C1)、第二电容 (C2),其特征在于,第一二极管 (D1) 与第一电容 (C1) 串联,第一二极管 (D1) 的阴极与第一电容 (C1) 的阳极相连,第二电容 (C2) 与第二二极管 (D2) 串联,第二电容 (C2) 的阴极与第二二极管 (D2) 的阳极相连,开关电容网络由开关管 (S) 分别与:第一二极管 (D1) 与第一电容 (C1) 组成的第一支路以及第二电容 (C2) 与第二二极管 (D2) 组成的第二支路支路的两端并联组成,开关电容网络与电感 (L) 串联,第一二极管 (D1) 的阳极与电感 (L) 一端相连,第一电容 (C1) 阴极与电源 (U_i) 的负极的相连;

所述开关电容网络与电源 (U_i)、电感 (L) 串联连接,第一二极管 (D1) 与第一电容 (C1) 的连接点与第三二极管 (D) 相连,第三二极管 (D) 与输出电容 (C) 相连,输出电容 (C) 的正极与第二电容 (C2) 和第二二极管 (D2) 连接点相连,输出电容 (C) 两端并接负载 (R_L),输出电容 (C) 两端的电压 (U_o) 即为输出电压。

2. 根据权利要求 1 所述的升压变换器,其特征是,在所述第一二极管 (D1) 与第一电容 (C1) 支路中,第一二极管 (D1) 的阳极与电感 (L) 相连,阴极与第一电容 (C1) 相连,同时第一二极管 (D1) 的阴极引出结头与第三二极管 (D) 的阳极相连,第一电容 (C1) 的另一端接到电源 (U_i) 的负极。

3. 根据权利要求 1 所述的升压变换器,其特征是,在所述第二电容 (C2) 与第二二极管 (D2) 支路中,第二电容 (C2) 的一端与电感 (L)、第一二极管 (D1) 的阳极相连,另一端与第二二极管 (D2) 的阳极相连,同时第二二极管 (D2) 的阳极引出结头与输出电容 (C)、负载 (R_L) 相连,第二二极管 (D2) 的阴极与电源 (U_i) 的负极、第一电容 (C1) 相连。

4. 根据权利要求 1-3 中任一项所述的升压变换器,其特征是,所述第一二极管 (D1)、第二二极管 (D2),其规格参数相同。

5. 根据权利要求 1-3 中任一项所述的升压变换器,其特征是,所述第一电容 (C1)、第二电容 (C2),其规格参数相同。

6. 根据权利要求 1 所述的升压变换器,其特征是,所述开关管 (S),其开关频率大于 10KHz。

7. 根据权利要求 1 所述的升压变换器,其特征是,所述第一、第二二极管 (D_1 、 D_2) 分别用来控制第一、第二电容 (C_1 、 C_2) 能量的流动方向,而第一、第二电容 (C_1 、 C_2) 作为能量传递的中间环节从电源 (U_i) 与电感 (L) 获得能量,并通过开关管 (S) 与第三二极管 (D) 传送到负载,开关电容网络之后的第三二极管 (D) 保证电能的单向流动。

8. 根据权利要求 1 所述的升压变换器,其特征是,所述变换器,其在电感 (L) 电流连续工作状态下,升压传输系数为 $M = \frac{2}{1-d}$, d 为开关管 (S) 的占空比,其中 $d < 1$ 。

升压变换器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种电力电子技术领域的装置,具体的说,涉及的是一种升压 (boost) 变换器。

背景技术

[0002] DC/DC 变换器在生活中已经得到广泛的应用。传统 boost 变换器具有结构简单、易实现等优点,在升压场合得到了广泛应用。在光伏发电系统中,光伏阵列电池的输出电压较低,这就需要较大的升压变比的变换器来满足后级逆变器的需要。

[0003] 经对现有技术文献检索发现,汪令祥的论文《光伏发电用 DC/DC 变换器的研究 [J]. 》(合肥工业大学. 硕士学位论文. 2006.), 该文中提到,使用高频变压器实现的升压变换,虽然有效解决了光伏电池较大升压变比问题,但是电路拓扑较为复杂。经检索还发现,现有技术中对传统非隔离式 boost DC-DC 升压变换器进行了改进,程红丽的论文《用开关电容网络改善 DC-DC 变换器性能的研究 [J]. 》(微电子学. 1999, 29(5) :29.), 该文中提到的 Push-Pull SC boost 变换器以较大的升压特性成为经典改进拓扑之一。而该 Push-Pull SC boost 变换器也存在电路拓扑较为复杂等问题。

发明内容

[0004] 本发明的目的是针对上述现有技术中的不足,提出了一种升压变换器,可实现较大的升压变比,并保证电路拓扑的简单实用,同时变换效率也较高。本发明在传统 boost 变换器拓扑的基础上添加了两组二极管以及电容,与传统 boost 电路的开关管构成一个开关电容网络。与传统 boost 变换器相比只增加了两个二极管和两个储能电容,即可实现上述的优良工作特性。

[0005] 本发明是通过如下技术方案实现的,本发明包括:电源 U_i 、电感 L、开关管 S、第三二极管 D、输出电容 C、第一二极管 D1、第二二极管 D2、第一电容 C1、第二电容 C2,其中:第一二极管 D1 与第一电容 C1 串联,第一二极管 D1 的阴极与第一电容 C1 的阳极相连,第二电容 C2 与第二二极管 D2 的串联,第二电容 C2 的阴极与第二二极管 D2 的阳极相连,开关电容网络由开关管 (S) 分别与 a) 第一二极管 D1 与第一电容 C1 组成的第一支路,以及 b) 第二电容 C2 与第二二极管 D2 组成的第二支路的两端并联组成,开关电容网络与电感 L 串联,第一二极管 D1 的阳极与电感 L 一端相连,第一电容 C1 阴极与电源 U_i 的负极的相连。

[0006] 开关电容网络与电源 U_i 、电感 L 串联连接,第一二极管 D1 与第一电容 C1 的连接点与第三二极管 D 相连,第三二极管 D 与输出电容 C 相连,输出电容 C 的正极与第二电容 C2 和第二二极管 D2 连接点相连,输出电容 C 两端并接负载 R_L ,输出电容 C 两端的电压 U_o 即为输出电压。

[0007] 在第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路中,第一二极管 D1 的阳极与电感 L 相连,阴极与第一电容 C1 相连,同时第一二极管 (D1) 的阴极引出结头与第三二极管 D 的阳极相连,第一电容 C1 的另一端接到输入电源 U_i 的负极。

[0008] 在第二电容 C2- 第二二极管 D2 支路中, 第二电容 C2 的一端与电感 L、第一二极管 D1 的阳极相连, 另一端与第二二极管 D2 的阳极相连, 同时第二二极管 (D2) 的阳极引出结头与输出电容 C、负载 R_L 相连; 第二二极管 D2 的阴极与输入电源 U_i 的负极、第一电容 C1 相连。

[0009] 所述第一二极管 D1、第二二极管 D2, 其规格参数相同。

[0010] 所述第一电容 C1、第二电容 C2, 其规格参数相同。

[0011] 所述开关管 S, 其开关频率大于 10KHz, 较高的开关频率可减小电感体积, 减小电感电流纹波, 保证电感工作在电流连续状态下, 另外较高的开关频率可以减少输出电压纹波。

[0012] 本发明工作时, 通过第一、第二二极管 D_1 、 D_2 分别控制第一、第二电容 C_1 、 C_2 能量的流动方向, 而第一、第二电容 C_1 、 C_2 作为能量传递的中间环节从电源 U_i 与电感 L 获得能量, 并通过开关管 S 与二极管 D 传送到负载, 开关电容网络之后的第三二极管 D 能够保证电能的单向流动。

[0013] 本发明在输入电感 L 电流工作在连续状态下的情况分为两种工作模态, 以下对本发明的两种工作模态进行详细说明:

[0014] 1、工作模态一: 开关管 S 导通时期, 第三二极管 D 导通, 第一、第二二极管 D1、D2 截止。

[0015] 此时, 电源 U_i 加到电感 L 上, 电感电流 I_L 线性增加。

[0016] S// (D1-C1) 回路中, C_1 两端电压为 $+U_{C1}$, 第一二极管 D_1 被第一电容 C_1 上的电压 $+U_{C1}$ 钳制关断; 同样的, 在 S// (C2-D2) 回路中, 第二二极管 D_2 被第二电容 C_2 上的电压 $+U_{C2}$ 钳制关断。此时第三二极管 D 导通, 第一、第二电容 C_1 、 C_2 串联经第三二极管 D 对电容 C 充电, 同时对负载 R_L 供电。此时电容 C 上的电压 $U_C = U_{C1} + U_{C2}$, 在第一、第二电容 C1、C2 规格参数相同时, $U_{C1} = U_{C2} \equiv U_{C1,2}$, $U_C = 2U_{C1,2}$ 。同时, 第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路连接点与第二电容 C2- 第二二极管 D2 支路连接点之间的电压之差为 $U_{ab} = U_C = 2U_{C1,2}$ 。

[0017] 2、工作模态二: 开关管 S 关断, 第三二极管 D 截止, 第一、第二二极管 D1、D2 导通。

[0018] 此时, 电源电压 U_i 与电感电流 I_L 分别通过第一、第二二极管 D_1 、 D_2 对第一、

[0019] 第二电容 C_1 、 C_2 充电, 加在电感 L 上的电压为 $U_i - U_{C1,2}$, 而 $U_i < U_{C1,2}$, 故电感电流 I_L 线性减小。

[0020] 第一、第二二极管 D1、D2 导通, 第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路连接点与第二电容 C2- 第二二极管 D2 支路连接点之间的电压 $U_{ab} = U_{C1} = U_{C2} < U_C$ 。

[0021] 第三二极管 D 截止, 输出电容 C 对负载 R_L 放电, 并维持输出电压 U_o 不变。开关管 S 导通后, 开始另一个开关周期。

[0022] 与现有技术相比, 本发明具有如下有益效果: 本发明只有一个开关管, 主电路结构简单, 使得控制电路和工作电源也比较简单, 生产成本较低。

[0023] 本发明在不提高对器件要求的同时, 有效地提高升压变比范围, 具有较高的变换功率, 可用于太阳能发电和燃料电池发电, 无论是独立发电系统还是并网发电系统, 都可以通过一级升压, 将较低的电池电压升至逆变器所需要的数值。本发明能够将较低的光伏电池电压 (60Vdc/120Vdc) 经过一级变换提升到适合逆变并网 (单相 220Vac/ 三相 380Vac) 的较高直流电压 (360Vdc/720Vdc), 有效地简化电路拓扑、提高系统效率。

[0024] 本发明在工作电感 L 电流连续的情况下,可得到确定的升压变比关系,易于 电路控制,升压调节范围是传统 boost 升压变换器升压调节范围的两倍,在升压变比为 [2.5~6]范围内时,工作效率在 94%以上。

附图说明

[0025] 图 1 为本发明变换器拓扑图;

[0026] 图 2 为本发明变换器拓扑的工作模态图一;

[0027] 图 3 为本发明变换器的工作模态图二。

具体实施方式

[0028] 下面结合附图对本发明的实施例作详细说明:本实施例在以本发明技术方案为前提下进行实施,给出了详细的实施方式和具体的操作过程,但本发明的保护范围不限于下述的实施例。

[0029] 如图 1 所示,本实施例包括:电源 U_i 、电感 L、开关管 S、第三二极管 D、输出电容 C、第一二极管 D1、第二二极管 D2、第一电容 C1、第二电容 C2,其中:第一二极管 D1 与第一电容 C1 串联,第一电容 C2 与第二二极管 D2 串联,第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路与第一电容 C2- 第二二极管 D2 支路呈并联关系,并联关系用 // 表示,串联关系用 - 表示。开关管 S 与 (D1-C1)//(C2-D2) 呈并联关系。主回路中,输入电源 U_i 、电感 L 与 S//(D1-C1)//(C2-D2) 呈串联关系。分别由第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路与第一电容 C2- 第二二极管 D2 支路的连接点引出两个结头,第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路连接点结头 a 接入二极管 D,再串入输出电容 C,然后接回到第一电容 C2- 第二二极管 D2 支路连接点结头 b 负载 R_L 并接在输出电容 C 两端, R_L //C 两端的电压 U_o 即为输出电压。

[0030] 在第一二极管 D1- 第一电容 C1 支路中,第一二极管 D1 的阳极与电感 L 相连;阴极与第一电容 C1 相连,同时此连接点引出结头与二极管 D 的阳极相连;第一电容 C1 的另一端接到输入电源 U_i 的负极。在第一电容 C2- 第二二极管 D2 支路中,第一电容 C2 的一端与电感 L、第一二极管 D1 的阳极相连;另一端与第二二极管 D2 的阳极相连,同时此连接点引出结头与输出电容 C、负载 R_L 相连;第二二极管 D2 的阴极与输入电源 U_i 的负极、第一电容 C1 相连。此连接方法可保证电路的正常工作。

[0031] 本实施例的工作条件为:额定输入电压为 60V-90V,额定输出电压为 360V; 额定输出电流为 1A;额定功率为 360W;输出电阻 360 Ω ;输入电感 L 为 2.44mh;第一电容 C1 与第一电容 C2 都选择 47 μ f/200V 的电解电容;输出滤波电解电容 C(选择 330 μ f/450V 的电解电容;开关管 S 为 FQA14N30,开关频率为 40kHz;第三二极管 D、第一二极管 D1、第二二极管 D2 都选择 BYR29-600。

[0032] 本实施例的输入电感 L 工作在电流连续状态下,可分为两种工作模态,以下对本实施例的两种工作模态进行详细说明:

[0033] 以下说明中, T_s 为开关管 S 的开关周期, T_{on} 为开关管 S 在每个开关周期内导通的时间, T_{off} 为开关管 S 在每个开关周期内截止关断的时间,d 为开关管 S 的占空比。其中 $T_{on} = dT_s$, $T_{off} = (1-d)T_s$, $T_s = T_{on} + T_{off}$ 。

[0034] 1、工作模态一:开关管 S 导通,第三二极管 D 导通,第一二极管 D1、第二二极管 D2

截止,见说明书附图中图 2。

[0035] 电源电压 U_i 加到升压电感 L 上,电感电流 I_L 线性增加,电路参数的动态特性为 $L \times dI_L/dt = U_i$ 。

[0036] 当经过 T_{on} 的开关管导通时间后, i_L 达到最大值 I_{Lmax} ,在开关管 S 导通期间, I_L 的增量 ΔI_{L+} 为
$$\Delta I_{L+} = \frac{U_i}{L} \times T_{on} = \frac{U_i}{L} \times d \times T_s \quad (1)$$

[0037] $S//(D1-C1)$ 回路中,第一电容 $C1$ 两端电压为 $+U_{C1}$,第一二极管 $D1$ 则第一电容 $C1$ 上的电压 $+U_{C1}$ 钳制关断;同样的,在 $S//(C2-D2)$ 回路中,第二二极管 $D2$ 被第一电容 $C2$ 上的电压 $+U_{C2}$ 钳制关断。此时二极管 D 导通,第一电容 $C1$ 、第一电容 $C2$ 串联经二极管 D 对电容 C 充电,同时对负载 R_L 供电。此时电容 C 上的电压 $U_c = U_{C1} + U_{C2}$,在第一电容 $C1$ 、第一电容 $C2$ 规格参数相同时,可以认为 $U_{C1} = U_{C2} \equiv U_{C1,2}$, $U_c = 2U_{C1,2}$ 。同时,第一二极管 $D1$ -第一电容 $C1$ 支路连接点结头 a 与第一电容 $C2$ -第二二极管 $D2$ 支路连接点结头 b 之间的电压 $U_{ab} = U_c = 2U_{C1,2}$ 。

[0038] 2、工作模式二:开关管 S 关断,第三二极管 D 截止,第一二极管 $D1$ 、第二二极管 $D2$ 导通,见说明书附图中图 3。

[0039] 此时,电源 U_i 与电感电流 I_L 分别通过第一二极管 $D1$ 、第二二极管 $D2$ 对第一电容 $C1$ 、第一电容 $C2$ 充电。加在 L 上的电压为 $U_i - U_{C1,2}$,而 $U_i < U_{C1,2}$,故电感电流 I_L 线性减小。 $L \times dI_L/dt = U_i - U_{C1,2}$ 。

[0040] 经过 $T_{off}(1-d)T_s$ 的开关管截止时间后,电感电流 I_L 达到最小值 I_{Lmin} 。在 S 关断期,电感电流 I_L 的减小量 ΔI_{L-} 为

[0041]
$$\Delta I_{L-} = \frac{U_{C1,2} - U_i}{L} \times (1-d) \times T_{on} \quad (2)$$

[0042] 同时,由于电路参数对称性, $I_{C1,2} = I_L/2$ 。此后开关管 S 导通,开始另一个开关周期。

[0043] 当电路循环工作在工作模式一与工作模式二之间时,电感电流 I_L 每个开关周期内 $\Delta I_{L+} \Delta I_{L-}$,根据 (1) 式与 (2) 式,可得到开关电容网络上电容电压变比关系,此环节稳态的升压传输系数为:

[0044]
$$M' = \frac{U_{C1,2}}{U_i} = \frac{1}{1-d} \quad (3)$$

[0045] 在二极管电容网络与负载回路中,由于第一二极管 $D1$ 、第二二极管 $D2$ 截止, $U_{ab} = U_{C1} + U_{C2} = 2U_{C1,2}$ 。在第三二极管 D 保证能量的单向流动作用下,工作模式二中, $U_o \approx U_{ab} = 2U_{C1,2}$ 。进入工作模式一,第三二极管 D 截止,电容 C 放电来维持输出电压 U_o ,此环节稳态的升压传输系数为:

[0046]
$$M'' = \frac{U_o}{U_{C1,2}} = 2 \quad (4)$$

[0047] 结合 (3) (4) 式,整个电路稳态的升压变比关系为:

[0048]
$$M = M' \times M'' = \frac{2}{1-d} \quad (5)$$

[0049] 与传统 boost 变换器的升压变比关系 $M = \frac{1}{1-d}$ 相比,本发明 boost 变换器的调压能

力提高到 2 倍。其中 d 为开关管 S 的占空比。

[0050] 另外,本发明中,稳态时第一二极管 D1、第二二极管 D2、第三二极管 D 和开关管 S 的电压应力均为 $\frac{U_o}{2}$,使得本发明在使用较低耐压的电力电子器件可以实现更高的输出电压。

[0051] 本实施例中,输出电压稳定在 360V 左右,对应输入电压 60V-90V 的范围,开关管 S 的开关占空比范围为 $d = 66.7\% - 50\%$ 。效率均保持在 94% 以上。本实施例体现了本发明在应用中的优良特性。

[0052] 本发明 boost 变换器有着较高的升压能力,相比其他类型的升压电路也有着结构简单、实现容易的优点。本发明在保证较大升压变比和较高输出电压的同时,不提高对电路器件的耐压等级,能够实现。

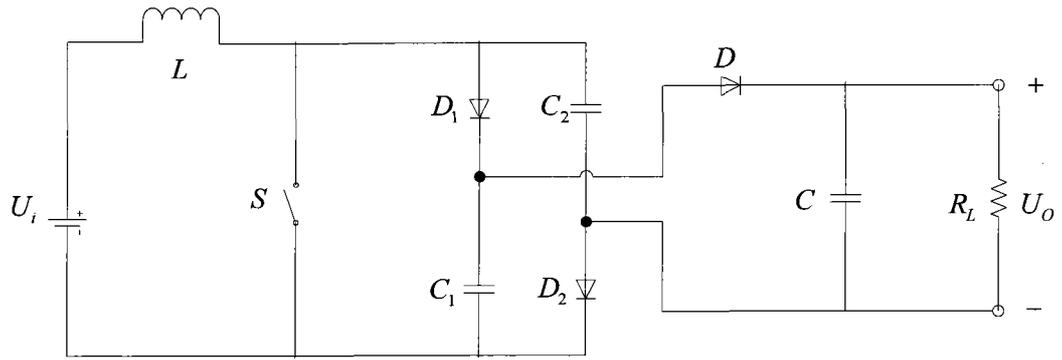


图 1

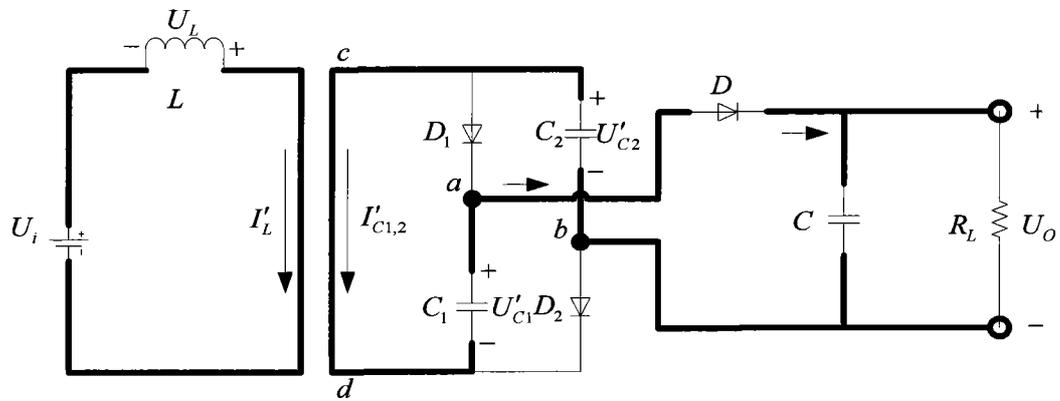


图 2

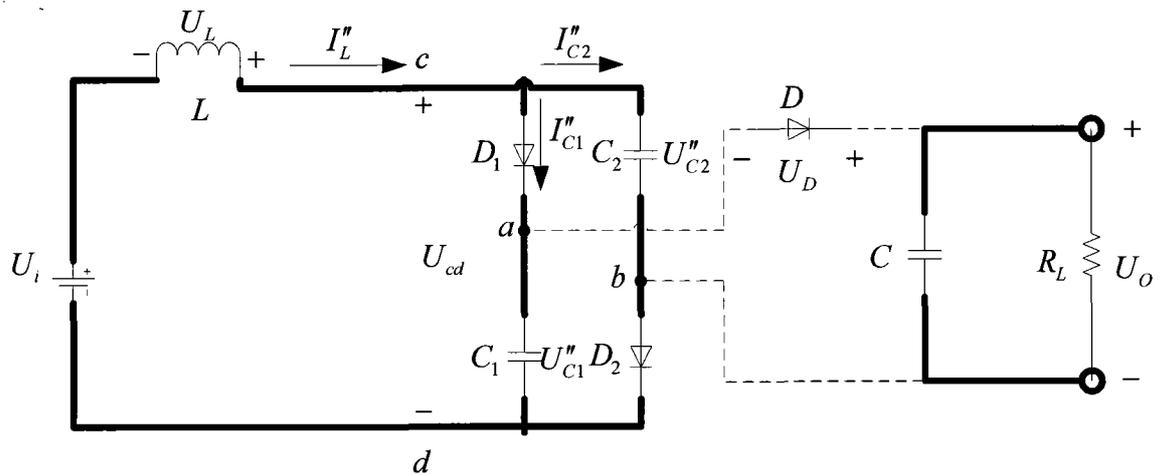


图 3