



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 109004835 A

(43)申请公布日 2018.12.14

(21)申请号 201810731291.X

(22)申请日 2018.07.05

(66)本国优先权数据

201710922673.6 2017.09.30 CN

(71)申请人 华南理工大学

地址 510640 广东省广州市天河区五山路  
381号

(72)发明人 张波 朱小全 丘东元

(74)专利代理机构 广州粤高专利商标代理有限  
公司 44102

代理人 何淑珍 江裕强

(51) Int. Cl.

H02M 3/335(2006.01)

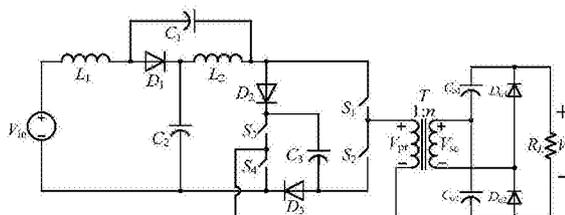
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器

(57)摘要

本发明提供适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器,主要包括输入直流电压源,由第一电感,第一电容,第一二极管,第二电感和第二电容构成的准Z源网络,由第二二极管,第三二极管,第三电容,第三MOS管和第四MOS管构成的准开关升压单元,第一MOS管,第二MOS管,变比为1:n的高频变压器T,由第四电容,第五电容,第四二极管和第五二极管构成的倍压整流器和负载电阻 $R_L$ 。整个电路结构简单,电源输入电流连续,结合了准Z源阻抗网络和准开关升压网络各自的单级升降压特性,使其具有更高的输出电压增益,并通过高频变压器实现了变换器输出和输入之间的电隔离,且电路不存在启动冲击电流和开关管开通瞬间的冲击电流。



1. 一种适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器,其特征在于包括输入直流电压源( $V_{in}$ ),由第一电感( $L_1$ )、第一电容( $C_1$ )、第一二极管( $D_1$ )、第二电感( $L_2$ )、第二电容( $C_2$ )构成的准Z源阻抗网络,由第二二极管( $D_2$ )、第三二极管( $D_3$ )、第三电容( $C_3$ )、第三MOS管( $S_3$ )和第四MOS管( $S_4$ )构成的准开关升压单元,第一MOS管( $S_1$ ),第二MOS管( $S_2$ ),变比为1:n的高频变压器T,由第四电容( $C_{o1}$ )、第五电容( $C_{o2}$ )、第四二极管( $D_{o1}$ )和第五二极管( $D_{o2}$ )构成的倍压整流器和负载电阻 $R_L$ 。

2. 根据权利要求1所述的一种适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器,其特征在于:所述直流输入电压源( $V_{in}$ )的一端与第一电感( $L_1$ )的一端连接;所述第一电感( $L_1$ )的另一端分别与第一电容( $C_1$ )的负极和第一二极管( $D_1$ )的阳极连接;所述第一二极管( $D_1$ )的阴极分别与第二电容( $C_2$ )的正极和第二电感( $L_2$ )的一端连接;所述第二电感( $L_2$ )的另一端分别与第一电容( $C_1$ )的正极、MOS管( $S_1$ )的漏极、第二二极管( $D_2$ )的阳极连接;所述第二二极管( $D_2$ )的阴极分别与第三MOS管( $S_3$ )的漏极和第三电容( $C_3$ )的正极连接;所述第一MOS管( $S_1$ )的源极分别与高频变压器(T)的一次侧正极性输入端和第二MOS管( $S_2$ )的漏极连接;所述第三MOS管( $S_3$ )的源极分别与第四MOS管( $S_4$ )的漏极,高频变压器(T)的一次侧负极性输入端连接;所述第四MOS管( $S_4$ )的源极分别与第三二极管( $D_3$ )的阴极,第二电容( $C_2$ )的负极和直流输入电压源( $V_{in}$ )的负极连接;所述第三电容( $C_3$ )的负极分别与第三二极管( $D_3$ )的阳极和第二MOS管( $S_2$ )的源极连接;所述第四电容( $C_{o1}$ )的负极分别与变压器(T)二次侧的正极性端和第五电容( $C_{o2}$ )的正极连接;所述第四电容( $C_{o1}$ )的正极分别与第四二极管( $D_{o1}$ )的阴极和负载( $R_L$ )的一端连接;所述第五电容( $C_{o2}$ )的负极分别与第五二极管( $D_{o2}$ )的阳极和负载( $R_L$ )的另一端连接;所述第五二极管( $D_{o2}$ )的阴极分别与第四二极管( $D_{o1}$ )的阳极和变压器(T)二次侧的负极性端连接。

3. 根据权利要求1所述的一种适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器,其特征在于:稳态输出时的电压增益G为:

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1-4D}, \text{其中 } V_o \text{ 表示输出电压, } V_{in} \text{ 为输入电压源, } D \text{ 为占空比。}$$

## 适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子变换器技术领域,具体涉及一种适用于光伏发电的隔离型高增益准Z源DC-DC变换器。

### 背景技术

[0002] 随着经济的发展,能源紧缺问题和环境污染问题变得日趋严重。为了实现可持续发展,可再生能源的开发和利用是解决这个问题的有效方法之一。可再生能源发电主要有水利、太阳能、风能、燃料电池等。这其中太阳能光伏发电已经成为当今实施最为广泛的可再生能源发电方式之一。但是由于太阳能光伏电池板的输出电压等级较低,不能满足现有一些用电设备和并网的要求,因此光伏电池板的输出电压必须经过高增益的升压DC/DC变换器后才能使用。近几年相关学者提出了Z源DC-DC变换器和开关升压DC-DC变换器,虽然它们各自分别利用Z源阻抗网络和开关升压网络实现了输出电压的提升,但是其它它们对应的电压增益仍有很大的提升空间,且在很多应用场合中往往存在需要变换器的输出和输入之间实现电隔离,因此隔离型的高增益DC-DC变换器的研究和发展变得越来越重要。

### 发明内容

[0003] 本发明的目的在于克服上述现有技术的不足,提供一种适用于光伏发电的具有更高输出电压增益的隔离型准Z源DC-DC变换器。

[0004] 本发明电路中具体包括输入直流电压源,由第一电感,第一电容,第一二极管,第二电感和第二电容构成的准Z源网络,由第二二极管,第三二极管,第三电容,第三MOS管和第四MOS管构成的准开关升压单元,第一MOS管,第二MOS管,变比为1:n的高频变压器T,由第四电容,第五电容,第四二极管和第五二极管构成的倍压整流器和负载电阻 $R_L$ 。

[0005] 本发明电路的具体连接方式为:所述直流输入电压源的一端与第一电感的一端连接;所述第一电感的另一端分别与第一电容的负极和第一二极管的阳极连接;所述第一二极管的阴极分别与第二电容的正极和第二电感的一端连接;所述第二电感的另一端分别与第一电容的正极、MOS管的漏极、第二二极管的阳极连接;所述第二二极管的阴极分别与第三MOS管的漏极和第三电容的正极连接;所述第一MOS管的源极分别与高频变压器的一次侧正极性输入端和第二MOS管的漏极连接;所述第三MOS管的源极分别与第四MOS管的漏极,高频变压器的一次侧负极性输入端连接;所述第四MOS管的源极分别与第三二极管的阴极,第二电容的负极和直流输入电压源的负极连接;所述第三电容的负极分别与第三二极管的阳极和第二MOS管的源极连接;所述第四电容的负极分别与变压器二次侧的正极性端和第五电容的正极连接;所述第四电容的正极分别与第四二极管的阴极和负载电阻的一端连接;所述第五电容的负极分别与第五二极管的阳极和负载电阻的另一端连接;所述第五二极管的阴极分别与第四二极管的阳极和变压器二次侧的负极性端连接。

[0006] 与现有技术相比本发明具有如下优点:利用到了准开关升压单元里面隐藏的一个MOS管,无需额外的功率开关管,结构简单,控制方便;且相比于传统的隔离型级联准Z源DC-

DC变换器(其输出电压增益为 $G=2n/(1-3D)$ ),在相同的输入电压和占空比的情况下,本发明电路可以在少用一个电感和电容的情况下,具有更高的输出电压增益为 $G=2n/(1-4D)$ 。且电源电流连续,不存在电路启动冲击电流等,因此本发明电路具有很广泛的应用前景。

### 附图说明

[0007] 图1是本发明所述的一种隔离型高增益准Z源DC-DC变换器的实施例的电路图;

[0008] 图2a、图2b、图2c、图2d是图1所示电路图在一个开关周期内的不同工作模态图。

[0009] 图3a是本发明所述变换器与传统的隔离型级联准Z源DC-DC变换器的输出电压增益对比曲线图。

[0010] 图3b为以 $V_{in}=10V$ ,占空比 $D=0.2$ ,高频变压器的变比 $n=1$ 为例给出了本发明电路中相关变量的仿真结果图和电感电流 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 的波形以及高频变压器一次侧输入电压 $V_{pr}$ 的波形。

### 具体实施方式

[0011] 以下结合实施例及附图对本发明作进一步详细的描述说明,但本发明的实施方式不限于此。需指出的是,以下若有未特别详细说明之过程或参数,均是本领域技术人员可参照现有技术理解或实现的。

[0012] 本实施例的基本拓扑结构如图1所示。为了验证方便,电路结构中的器件均视为理想器件。并设第一电感 $L_1$ 电流为 $i_{L1}$ 、第二电感 $L_2$ 电流为 $i_{L2}$ 、第一电容 $C_1$ 电压为 $V_{C1}$ 、第二电容 $C_2$ 电压为 $V_{C2}$ 、第三电容 $C_3$ 电压为 $V_{C3}$ 。

[0013] 图2a、图2b、图2c、图2d是图1所示电路图在一个开关周期内的主要工作模态图。其中图2a是工作模态1(MOS管 $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ 均导通)的电路图,图2b是工作模态2(MOS管 $S_1$ 、 $S_4$ 关断, $S_2$ 、 $S_3$ 开通)的电路图,图2c是工作模态3(MOS管 $S_1$ 、 $S_3$ 关断, $S_2$ 、 $S_4$ 开通)的电路图,图2d是工作模态4(MOS管 $S_1$ 、 $S_4$ 开通, $S_2$ 、 $S_3$ 关断)的电路图。图中实线表示变换器中有电流流过的部分。

[0014] 由如图2a、图2b、图2c和图2d所示,该隔离型高增益准Z源DC-DC变换器在一个开关周期内主要有4个工作模态,分别描述如下:

[0015] 工作模态1:如图2a所示,MOS管( $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_4$ )均导通,第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ 和第三二极管 $D_3$ 均反向截止关断。则此时输入电压源 $V_i$ 和第一电容 $C_1$ 以及第三电容 $C_3$ 串联,一起给第一电感 $L_1$ 充电;第二电容 $C_2$ 和第三电容 $C_3$ 串联一起给第二电感 $L_2$ 充电。此时,高频变压器一次侧由于与第三电容 $C_3$ 反向并联,则其一次侧输入电压为 $V_{pr}=-V_{C3}$ ,经过高频变压器后二次侧电压 $V_{sc}$ 也为负值,则第四二极管 $D_{o1}$ 正偏导通,第五二极管 $D_{o2}$ 反偏关断。

[0016] 此工作模态下,相关电气参数关系式为:

$$[0017] \quad V_{L1}=V_{in}+V_{C1}+V_{C3} \quad (1)$$

$$[0018] \quad V_{L2}=V_{C2}+V_{C3} \quad (2)$$

$$[0019] \quad V_{pr}=-V_{C3}, V_{sc}=-nV_{C3} \quad (3)$$

[0020] 工作模态2:如图2b所示,第一MOS管 $S_1$ 、第四MOS管 $S_4$ 关断,第二MOS管 $S_2$ 、第三MOS管 $S_3$ 开通,第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ 和第三二极管 $D_3$ 导通。则此时输入电压源 $V_{in}$ 与第一电感 $L_1$ 串联一起向第二电容 $C_2$ 充电;第二电感 $L_2$ 向第一电容 $C_1$ 充电;输入电源 $V_{in}$ 与第一电感

$L_1$ 、第二电感 $L_2$ 串联向第三电容 $C_3$ 充电。此时,高频变压器一次侧依旧是与第三电容  $C_3$ 反向并联,故其一次侧输入电压为 $V_{pr}=-V_{C3}$ ,经过高频变压器后二次侧电压  $V_{sc}$ 也为负值,则第四二极管 $D_{o1}$ 正偏导通,第五二极管 $D_{o2}$ 反偏关断。此工作模式下,相关电气参数关系式为:

$$[0021] \quad V_{L1}=V_{in}-V_{C2} \quad (4)$$

$$[0022] \quad V_{L2}=-V_{C1} \quad (5)$$

$$[0023] \quad V_{C3}=V_{C1}+V_{C2} \quad (6)$$

$$[0024] \quad V_{pr}=-V_{C3}, V_{sc}=-nV_{C3} \quad (7)$$

[0025] 工作模式3:如图2c所示,第一MOS管 $S_1$ 、第三MOS管 $S_3$ 关断,第二MOS管 $S_2$ 、第四MOS管 $S_4$ 开通。此时,由于高频变压器一次侧和二次侧通过第三二极管 $D_3$ 短接在了一起,故其一次侧和二次侧电压均等于零:  $V_{pr}=V_{sc}=0$ ,则第四二极管 $D_{o1}$ 和第五二极管 $D_{o2}$ 都反偏关断。此工作模式下,相关电气参数关系式为:

$$[0026] \quad V_{L1}=V_{in}-V_{C2} \quad (8)$$

$$[0027] \quad V_{L2}=-V_{C1} \quad (9)$$

$$[0028] \quad V_{C3}=V_{C1}+V_{C2} \quad (10)$$

$$[0029] \quad V_{pr}=V_{sc}=0 \quad (11)$$

[0030] 工作模式4:如图2d所示,第一MOS管 $S_1$ 、第四MOS管 $S_4$ 开通,第二MOS管 $S_2$ 、第三MOS管 $S_3$ 关断。此时,高频变压器一次侧与第三电容  $C_3$ 正向并联,故其一次侧输入电压为 $V_{pr}=V_{C3}$ ,经过高频变压器后二次侧电压  $V_{sc}$ 为正值 $nV_{C3}$ ,则第四二极管 $D_{o1}$ 反偏关断,第五二极管 $D_{o2}$ 正向偏置导通。此工作模式下,相关电气参数关系式为:

$$[0031] \quad V_{L1}=V_{in}-V_{C2} \quad (12)$$

$$[0032] \quad V_{L2}=-V_{C1} \quad (13)$$

$$[0033] \quad V_{C3}=V_{C1}+V_{C2} \quad (14)$$

$$[0034] \quad V_{pr}=V_{C3}, V_{sc}=nV_{C3} \quad (15)$$

[0035] 根据以上分析,对第一电感 $L_1$ 、第二电感 $L_2$ 分别运用伏秒平衡原理原理即电感电压在一个开关周期内的平均值为零,并设所有MOS管均导通的时间(也就是工作模式一持续的时间)为 $DT_s$ ,其中 $D$ 表示对应的直通占空比, $T_s$ 表示对应的开关周期,则其它三个工作模式都属于非直通状态,持续的时间为  $(1-D)T_s$ 。联立式(1)、(2)、(4)、(5)和(6)可求得稳态时电容电压的表达式为:

[0036]

$$V_{C1} = \frac{2D}{1-4D} V_{in} \quad (16)$$

[0037]

$$V_{C2} = \frac{1-2D}{1-4D} V_{in} \quad (17)$$

[0038]

$$V_{C3} = \frac{1}{1-4D} V_{in} \quad (18)$$

[0039] 则经过高频变压器和倍压整流器之后,负载电阻两端的输出电压为:

[0040]

$$V_o = \frac{2n}{1-4D} V_{in} \quad (19)$$

[0041] 则本发明所述的一种隔离型高增益准Z源DC-DC变换器稳态输出时的电压增益G为:

[0042]

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1-4D} \quad (20)$$

[0043] 如图3a所示为本发明电路的输出电压增益曲线与传统隔离型级联准Z源 DC-DC变换器的电压增益曲线比较图;图中红色实线表示本发明电路的输出电压增益曲线,蓝色实线表示传统隔离型级联准Z源DC-DC变换器的电压增益曲线。由图可知,本发明电路在占空比D不超过0.25的情况下,输出电压增益G就可以达到很大,明显高于其传统隔离型级联准Z源DC-DC变换器的电压增益,且本发明电路的占空比D不会超过0.25。

[0044] 图3b以 $V_{in}=10V$ ,占空比 $D=0.2$ ,高频变压器的变比 $n=1$ 为例给出了本发明电路中相关变量的仿真结果。 $D=0.2, n=1$ 时,对应的输出电压增益 $G=10$ ,电容电压 $V_{C1}=20V, V_{C2}=30V, V_{C3}=50V$ ,经过高频变压器和倍压整流器之后,输出电压 $V_o=100V$ 。此外,图3b中还给出了电感电流 $i_{L1}$ 和 $i_{L2}$ 的波形以及高频变压器一次侧输入电压 $V_{pr}$ 的波形。

[0045] 综上所述,本发明提出的一种隔离型高增益准Z源DC-DC变换器,与传统的隔离型级联准Z源DC-DC变换器相比,减少了无源元件的使用数量,无需额外的功率开关管,结构简单,控制方便;电源电流连续;且在相同的输入电压和占空比的情况下,具有更高的输出电压增益,在电路启动瞬间不存在启动冲击电流,因此本发明电路具有很广泛的应用前景。

[0046] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受所述实施例的限制,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本实用新型的保护范围之内。

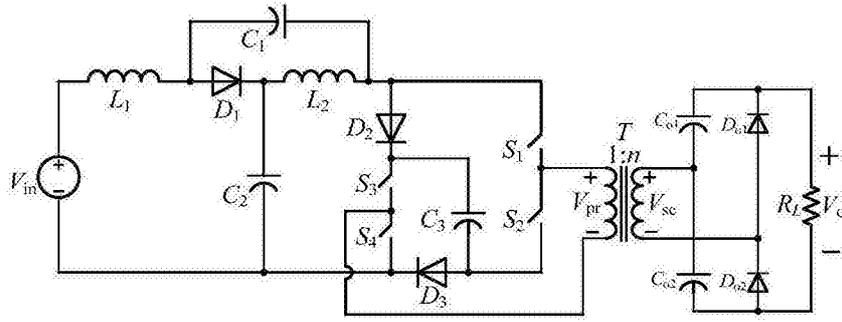


图1

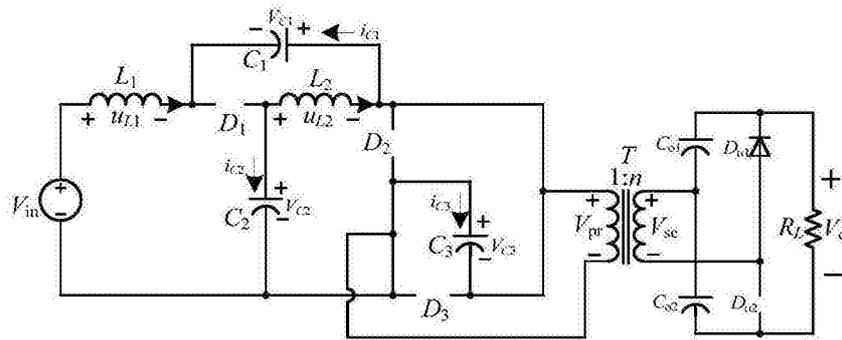


图2a

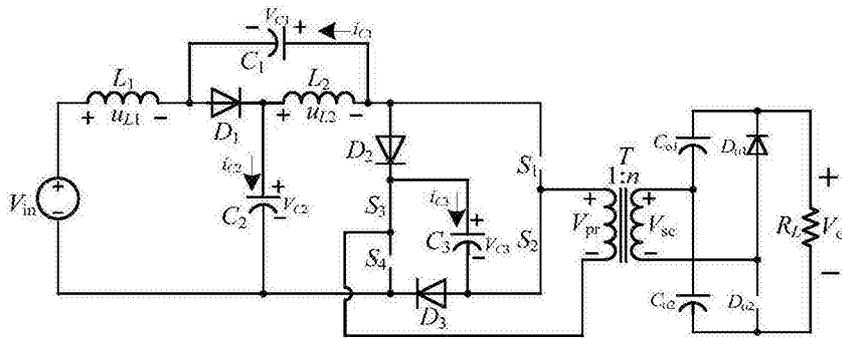


图2b

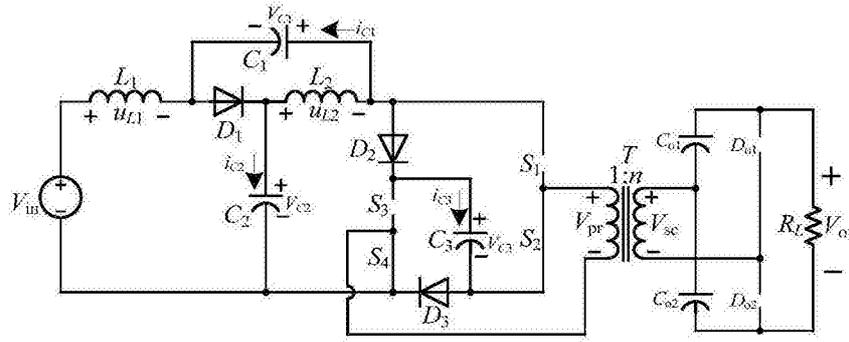


图2c

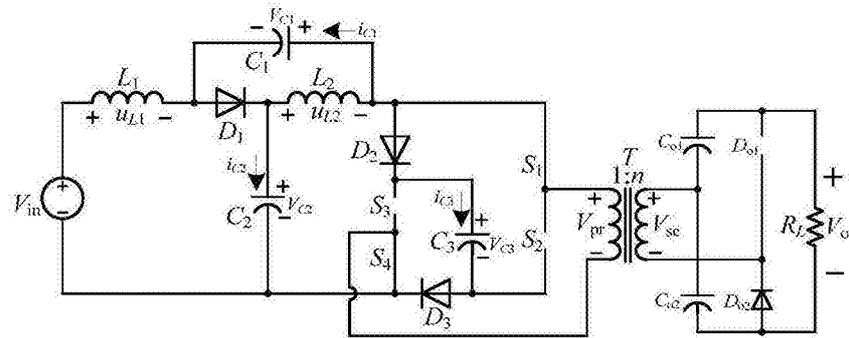


图2d

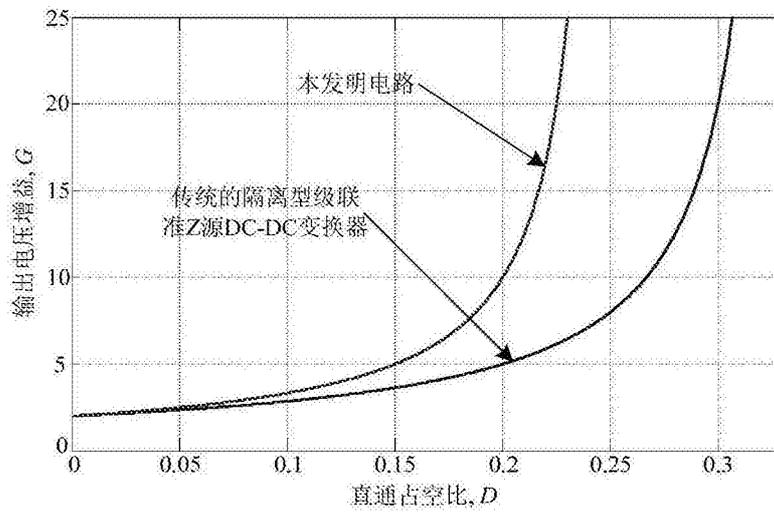


图3a

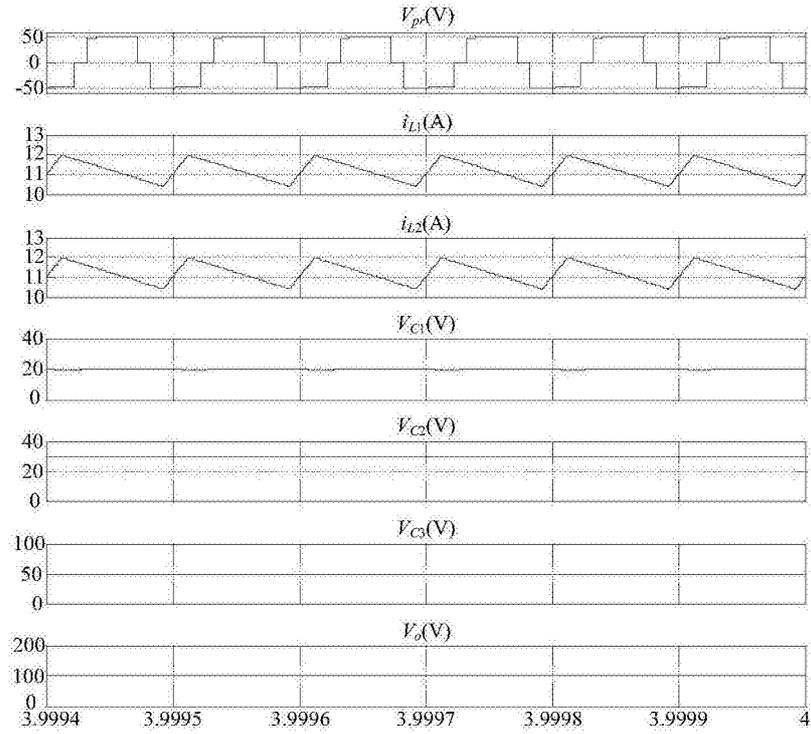


图3b