



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106712503 A

(43)申请公布日 2017.05.24

(21)申请号 201710075473.1

(22)申请日 2017.02.13

(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

(51) Int. Cl.

H02M 3/155(2006.01)

H02M 3/158(2006.01)

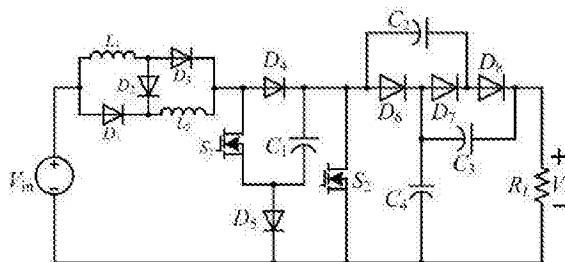
权利要求书1页 说明书4页 附图3页

(54)发明名称

一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器

(57)摘要

本发明提供一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,其包括输入直流电压源、开关电感单元、开关升压单元、开关电容单元、第二MOS管,第六二极管,第四电容和负载电阻;其中开关电感单元由第一电感、第二电感、第一二极管、第二二极管和第三二极管构成;开关升压单元由第一电容、第四二极管、第五二极管和第一MOS管组成;开关电容单元由第二电容、第三电容、第七二极管和第八二极管构成。整个电路结构简单,电源电流连续,输入与输出共地,结合了开关电感单元和开关电容单元并行充电串联放电的特点以及准开关升压网络的单级升降压特性,使其具有更高的输出电压增益,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. 一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,其特征在于包括输入直流电压源(V_{in})、开关电感单元、开关升压单元、开关电容单元、第二MOS管(S_2),第六二极管(D_6),第四电容(C_4)和负载电阻(R_L);其中开关电感单元由第一电感(L_1)、第二电感(L_2)、第一二极管(D_1)、第二二极管(D_2)和第三二极管(D_3)构成;开关升压单元由第一电容(C_1)、第四二极管(D_4)、第五二极管(D_5)和第一MOS管(S_1)组成;开关电容单元由第二电容(C_2)、第三电容(C_3)、第七二极管(D_7)和第八二极管(D_8)构成;所述输入直流电压源(V_{in})的一端与第一电感(L_1)的一端和第一二极管(D_1)的阳极连接;所述第一电感(L_1)的另一端分别与第二二极管(D_2)的阳极和第三二极管(D_3)的阳极连接;所述第一二极管(D_1)的阴极分别与第二二极管(D_2)的阴极和第二电感(L_2)的一端连接;所述第二电感(L_2)的另一端分别与第三二极管(D_3)的阴极、第一MOS管(S_1)的漏极和第四二极管(D_4)的阳极连接;所述第四二极管(D_4)的阴极分别与第一电容(C_1)的正极、第二电容(C_2)的负极、第二MOS管(S_2)的漏极和第六二极管(D_6)的阳极连接;所述第一电容(C_1)的负极分别与第一MOS管(S_1)的源极和第五二极管(D_5)的阳极连接;所述第六二极管(D_6)的阴极分别与第七二极管(D_7)的阳极、第三电容(C_3)的负极和第四电容(C_4)的正极连接;所述第七二极管(D_7)的阴极分别与第八二极管(D_8)的阳极和第二电容(C_2)的正极连接;所述第八二极管(D_8)的阴极分别与第三电容(C_3)的正极和负载电阻(R_L)的一端连接;所述负载电阻(R_L)的另一端分别与第四电容(C_4)的负极、第二MOS管(S_2)的源极、第五二极管(D_5)的阴极和直流输入电源(V_{in})的负极连接。

2. 根据权利要求1所述的一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,其特征在于当第一MOS管和第二MOS管同时开通,第二二极管、第四二极管、第五二极管、第六二极管和第八二极管反向截止,第一二极管、第三二极管和第七二极管正向导通。则此时输入直流电压源和第一电容一起给并联的第一电感和第二电感充电,第四电容通过二极管和第二MOS管给第二电容充电,同时第三电容和第四电容串联一起向负载电阻供电;当第一MOS管和第二MOS管同时关断,则第二二极管、第四二极管、第五二极管、第六二极管和第八二极管导通,第一二极管、第三二极管和第七二极管关断。则此时输入直流电压源与第一电感和第二电感串联一起向第一电容和第四电容充电,第二电容给第三电容充电。同时,输入直流电压源与第一电感、第二电感和第二电容串联一起向负载电阻供电。

3. 根据权利要求1所述的一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,其特征在于稳态输出时的电压增益 G 为:

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(1+D)}{1-3D}, \text{ 其中 } V_o \text{ 表示变换器负载侧的输出电压, } V_i \text{ 为输入直流电压源的输入电压, } D \text{ 为占空比。}$$

电压, D 为占空比。

一种采用开关电感和开关电容的准开关升压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,具体涉及一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器。

背景技术

[0002] 随着现代工业技术的飞速发展,高增益DC-DC升压变换器在一些工业领域中得到了广泛的需求和应用。例如,在不间断直流电源(UPS)的后备电源中,需要将48V蓄电池电压升高到380V甚至更高;电动汽车用的高强度气体放电前照灯等需要将12V电压升高到100V稳定值;在新能源发电领域中,太阳能光伏电池板(33~43V),燃料电池堆栈(22~48V)等输出电压都很低,需要通过一级高增益DC-DC变换器进行升压后与并网逆变器的输入电压(380V、760V)匹配进而并网发电。为此研究和开发能够把低电压转换为高电压的高增益DC-DC变换器变得越来越重要。在这其中最常用的是传统的Boost变换器,但是当要求输出电压增益很高时,就会使开关管的工作占空比接近于1,从而会导致过大的开关损耗,降低系统的整体效率。而近几年提出的Z源升压DC-DC变换器,虽然利用Z源网络实现了升压,但是其电压增益仍有很大的提升空间,此外它还存在输入输出不共地、开关电压应力高等问题。

发明内容

[0003] 本发明的目的在于克服上述现有技术的不足,提出一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器。

[0004] 本发明电路中具体包括输入直流电压源、开关电感单元、开关升压单元、开关电容单元、第二MOS管,第六二极管,第四电容和负载电阻;其中开关电感单元由第一电感、第二电感、第一二极管、第二二极管和第三二极管构成;开关升压单元由第一电容、第四二极管、第五二极管和第一MOS管组成;开关电容单元由第二电容、第三电容、第七二极管和第八二极管构成。

[0005] 本发明电路的具体连接方式为:所述输入直流电压源的一端与第一电感的一端和第一二极管的阳极连接;所述第一电感的另一端分别与第二二极管的阳极和第三二极管的阳极连接;所述第一二极管的阴极分别与第二二极管的阴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三二极管的阴极、第一MOS管的漏极和第四二极管的阳极连接;所述第四二极管的阴极分别与第一电容的正极、第二电容的负极、第二MOS管的漏极和第六二极管的阳极连接;所述第一电容的负极分别与第一MOS管的源极和第五二极管的阳极连接;所述第六二极管的阴极分别与第七二极管的阳极、第三电容的负极和第四电容的正极连接;所述第七二极管的阴极分别与第八二极管的阳极和第二电容的正极连接;所述第八二极管的阴极分别与第三电容的正极和负载电阻的一端连接;所述负载电阻的另一端分别与第四电容的负极、第二MOS管的源极、第五二极管的阴极和直流输入电源的负极连接。

[0006] 该变换器稳态输出时的电压增益G为:

[0007] $G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(1+D)}{1-3D}$, 其中 V_o 表示变换器负载侧的输出电压, V_i 为输入直流电压源的输入电压, D 为占空比。

[0008] 与现有技术相比本发明具有如下优点:结构简单,控制方便;且相比于传统的准Z源变换器(其输出电压增益为 $G = 1/(1-2D)$)和开关电感Z源升压变换器(其对应的输出电压增益为 $G = (1+D)/(1-3D)$),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为 $G = 2(1+D)/(1-3D)$,且电源电流连续,输入与输出之间共地,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

[0009] 图1是本发明实例中所述的一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器的电路图;

[0010] 图2a、图2b是图1所示电路分别在第一MOS管和第二MOS管同时导通、第一MOS管和第二MOS管同时关断时,在一个开关周期内的主要工作模态图。

[0011] 图3a是本发明实例中所述变换器与开关电感Z源变换器和传统准Z源变换器的输出电压增益对比曲线图。

[0012] 图3b是以 $V_{in} = 10V$, 占空比 $D = 0.2$ 为例,给出的本发明实例电路中相关变量的仿真结果图。

具体实施方式

[0013] 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。

[0014] 本实施例的基本拓扑结构如图1所示。为了验证方便,未特别说明的情况下电路结构中的器件均视为理想器件。一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,其包括输入直流电压源 V_{in} 、开关电感单元、开关升压单元、开关电容单元、第二MOS管 S_2 , 第六二极管 D_6 , 第四电容 C_4 和负载电阻 R_L ; 其中开关电感单元由第一电感 L_1 、第二电感 L_2 、第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 和第三二极管 D_3 构成;开关升压单元由第一电容 C_1 、第四二极管 D_4 、第五二极管 D_5 和第一MOS管 S_1 组成;开关电容单元由第二电容 C_2 、第三电容 C_3 、第七二极管 D_7 和第八二极管 D_8 构成。

[0015] 本实施例中设定第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 的驱动信号为 V_{GS1} 、 V_{GS2} 。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} 、第四电容 C_4 电压为 V_{C4} 。并设定占空比为 D , 设定开关周期为 T_s 。

[0016] 如图2a和图2b所示,图中实线表示变换器中有电流流过的部分,虚线表示变换器中没有电流流过的部分。本实例采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器在一个开关周期 $(0, T_s)$ 内,主要有两个不同阶段的工作模态,分别描述如下:

[0017] 工作模态1 $(0 < t < DT_s)$: 如图2a所示,第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 同时开通,第二二极管 D_2 、第四二极管 D_4 、第五二极管 D_5 、第六二极管 D_6 和第八二极管 D_8 反向截止,第一二极管 D_1 、第三二极管 D_3 和第七二极管 D_7 正向导通。则此时输入直流电压源 V_{in} 和第一电容 C_1 一起给

并联的第一电感 L_1 和第二电感 L_2 充电,第四电容 C_4 通过二极管 D_7 和第二MOS管 S_2 给第二电容 C_2 充电,同时第三电容 C_3 和第四电容 C_4 串联一起向负载电阻 R_L 供电。

[0018] 此工作模式下,相关电气参数关系式为:

$$[0019] \quad V_{L1-on} = V_{L2-on} = V_{in} + V_{C1} \quad (1)$$

$$[0020] \quad V_{C2} = V_{C4} \quad (2)$$

$$[0021] \quad V_o = V_{C3} + V_{C4} \quad (3)$$

[0022] 其中, V_{L1-on} , V_{L2-on} 表示第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 同时导通期间第一电感 L_1 和第二电感 L_2 两端的电压, V_o 表示变换器负载侧的输出电压。

[0023] 工作模式2($DT_s < t < T_s$):如图2b所示,第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 同时关断,则第二二极管 D_2 、第四二极管 D_4 、第五二极管 D_5 、第六二极管 D_6 和第八二极管 D_8 导通,第一二极管 D_1 、第三二极管 D_3 和第七二极管 D_7 关断。则此时输入直流电压源 V_{in} 与第一电感 L_1 和第二电感 L_2 串联一起向第一电容 C_1 和第四电容 C_4 充电,第二电容 C_2 给第三电容 C_3 充电。同时,输入直流电压源 V_{in} 与第一电感 L_1 、第二电感 L_2 和第二电容 C_2 串联一起向负载电阻 R_L 供电。此工作模式下,相关电气参数关系式为:

$$[0024] \quad V_{L1-off} + V_{L2-off} = V_{in} - V_{C1} \quad (4)$$

$$[0025] \quad V_{C1} = V_{C4} \quad (5)$$

$$[0026] \quad V_{C2} = V_{C3} \quad (6)$$

$$[0027] \quad V_o = V_{C2} + V_{C1} \quad (7)$$

[0028] 其中, V_{L1-off} , V_{L2-off} 表示第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 同时关断时第一电感 L_1 和第二电感 L_2 两端的电压。

[0029] 根据以上分析,对第一电感 L_1 和第二电感 L_2 运用伏秒平衡原理,即电感电压在一个开关周期内的平均值为零,联立式(1)和(4)可得

$$[0030] \quad D(V_{in} + V_{C1}) + (1-D)\frac{V_{in} - V_{C1}}{2} = 0 \quad (8)$$

[0031] 则联立式(2)、(3)、(5)、(6)、(7)和(8)可求得稳态时电容电压和输出电压的表达式分别为:

$$[0032] \quad V_{C1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{C4} = \frac{1+D}{1-3D} V_i \quad (9)$$

$$[0033] \quad V_o = \frac{2(1+D)}{1-3D} V_i \quad (10)$$

[0034] 则本发明实例所述的一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器稳态输出时的电压增益 G 为:

$$[0035] \quad G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(1+D)}{1-3D} \quad (11)。$$

[0036] 如图3a所示为本发明实例电路的输出电压增益曲线与开关电感Z源变换器和传统准Z源变换器的电压增益曲线比较图。由图可知,本发明实例电路在占空比 D 不超过0.33的情况下,输出电压增益 G 就可以达到很大,明显高于其他两种变换器的电压增益,且本发明实例电路的占空比 D 不会超过0.33。

[0037] 图3b是以 $V_{in} = 10V$,占空比 $D = 0.2$ 为例给出的本发明实例电路中相关变量的仿真

结果图。D=0.2时,对应的输出电压增益 $G=6$,第一、第二、第三、第四电容电压(V_{C1} 、 V_{C2} 、 V_{C3} 、 V_{C4})=30V,输出电压 $V_o=60V$ 。此外,图3b中还给出了第一、第二电感电流(i_{L1} 、 i_{L2})的波形以及第一MOS管 S_1 和第二MOS管 S_2 的驱动信号(V_{GS} 、 V_{GS2})的波形。

[0038] 综上所述,本发明实例提出的一种采用开关电感和开关电容的准开关升压DC-DC变换器,结构简单,控制方便;相比于传统的准Z源变换器和开关电感Z源变换器,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,且电源电流连续,输入与输出之间共地,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。

[0039] 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,都包含在本发明的保护范围之内。

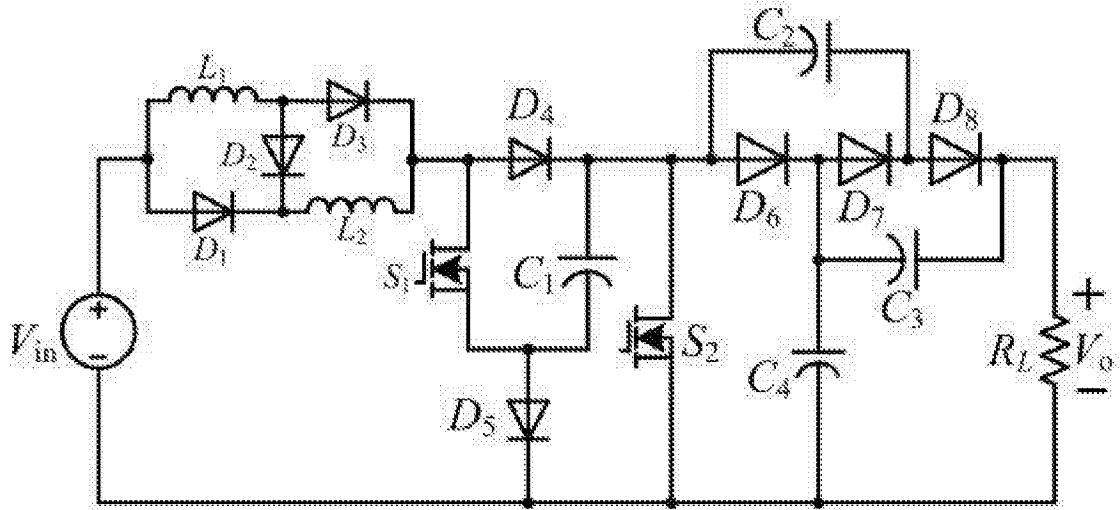


图1

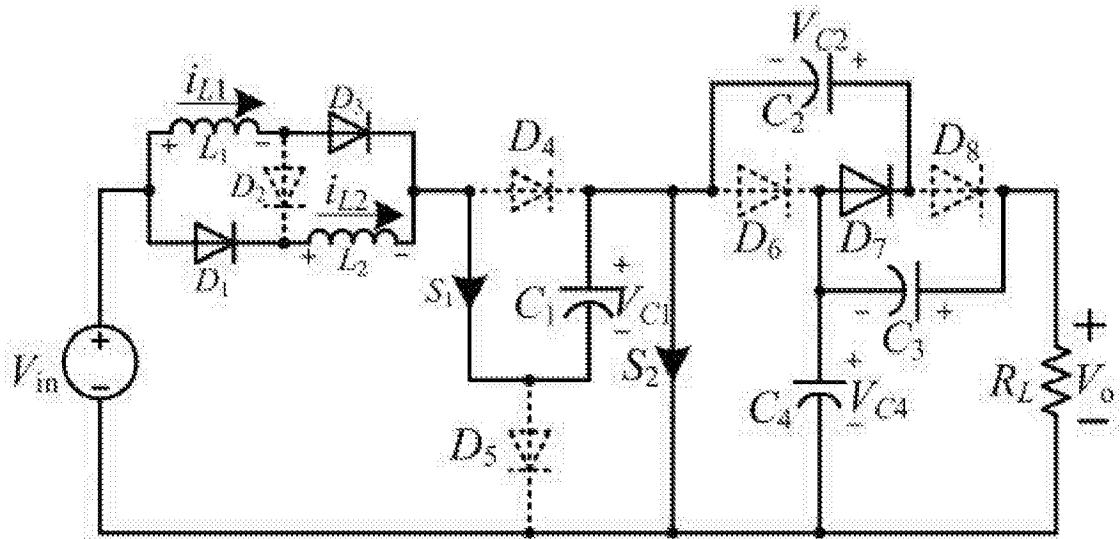


图2a

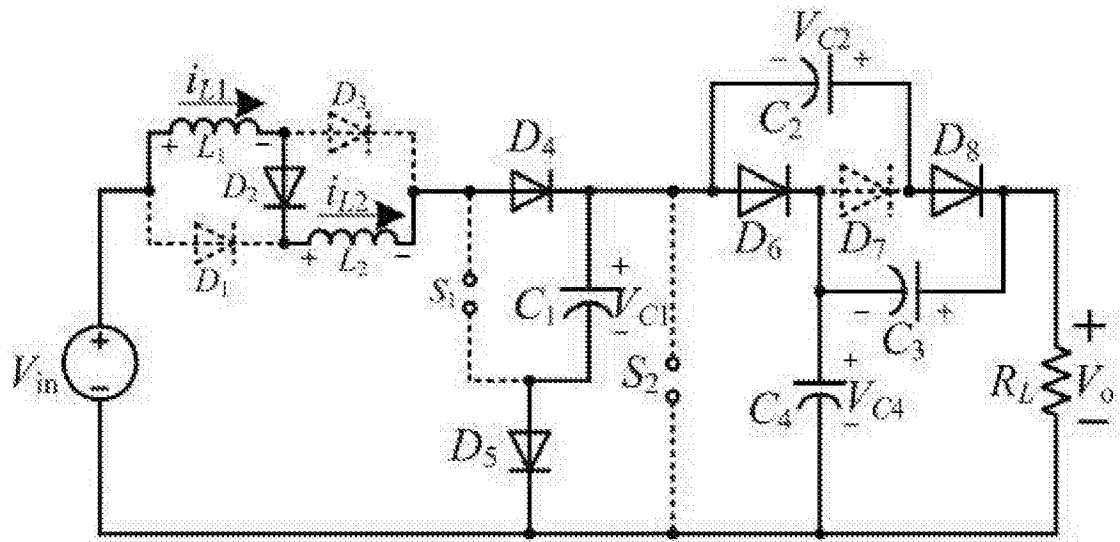


图2b

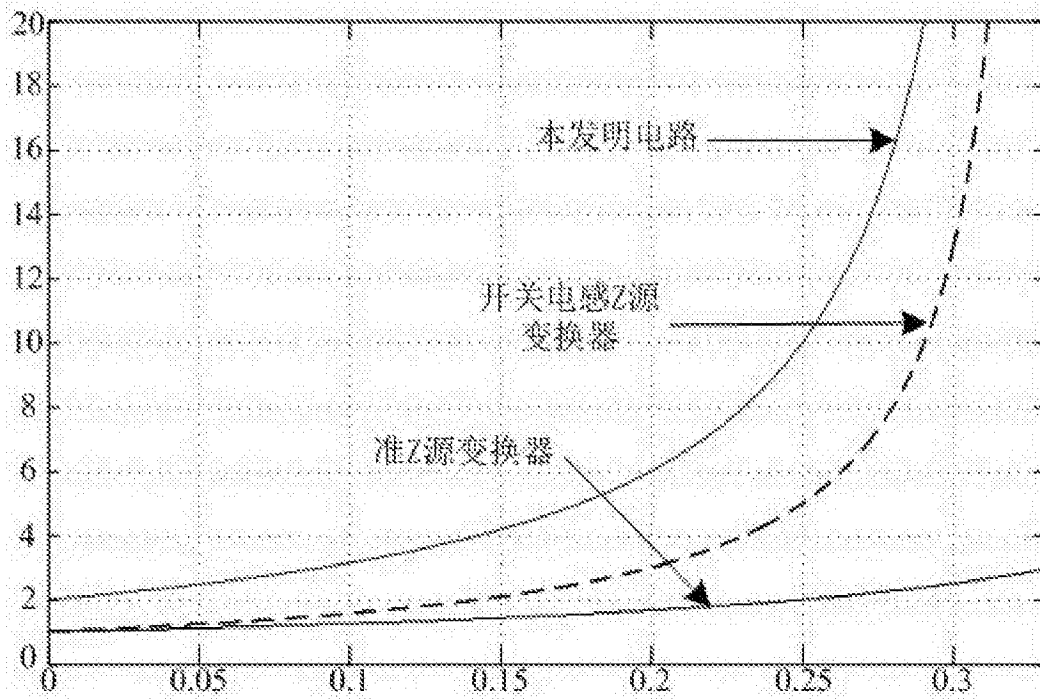


图3a

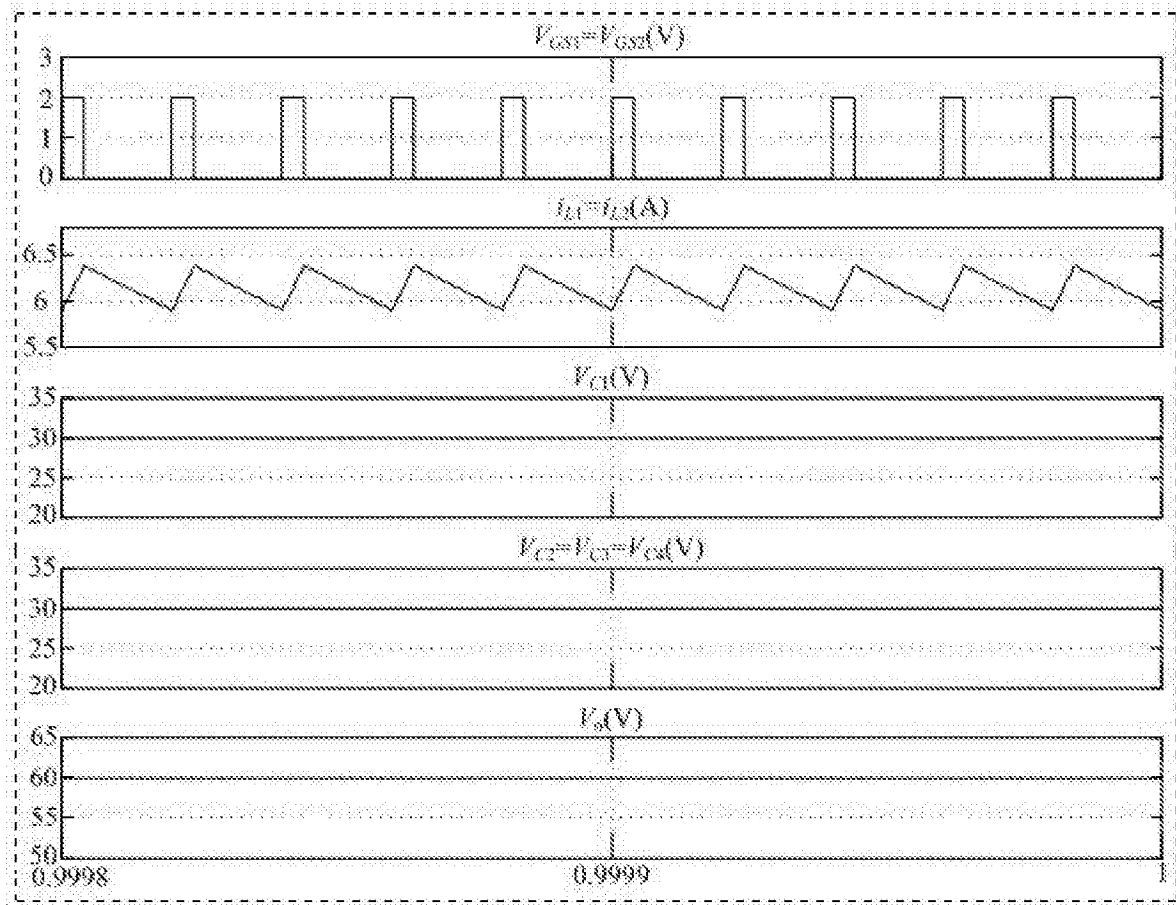


图3b