



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 106849643 A

(43)申请公布日 2017.06.13

(21)申请号 201710061845.5

(22)申请日 2017.01.26

(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 3/07(2006.01)

H02M 1/32(2007.01)

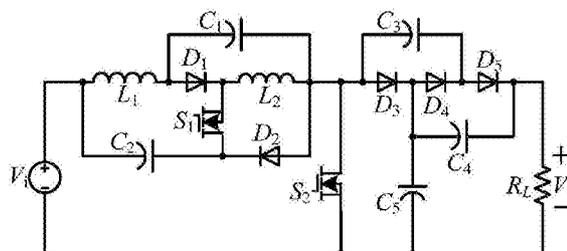
权利要求书1页 说明书4页 附图2页

(54)发明名称

一种开关电容型混合准Z源变换器

(57)摘要

本发明提供一种开关电容型混合准Z源变换器,包括输入直流电压源、混合准Z源网络、开关电容网络、第二MOS管、第三二极管、第五电容和负载电阻;所述混合准Z源网络由第一电感、第二电感、第一电容、第二电容、第一二极管、第二二极管和第一MOS管构成;所述开关电容网络由第三电容、第四二极管、第四电容和第五二极管构成。整个电路结构简单,输入与输出共地,结合了混合准Z源阻抗网络的单级升降压特性以及开关电容并行充电串联放电的特性,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. 一种开关电容型混合准Z源变换器,其特征在于包括输入直流电压源( $V_i$ )、混合准Z源网络、开关电容网络、第二MOS管( $S_2$ )、第三二极管( $D_3$ )、第五电容( $C_5$ )和负载电阻( $R_L$ );所述混合准Z源网络由第一电感( $L_1$ )、第二电感( $L_2$ )、第一电容( $C_1$ )、第二电容( $C_2$ )、第一二极管( $D_1$ )、第二二极管( $D_2$ )和第一MOS管( $S_1$ )构成;所述开关电容网络由第三电容( $C_3$ )、第四二极管( $D_4$ )、第四电容( $C_4$ )和第五二极管( $D_5$ )构成;所述输入直流电压源( $V_i$ )的一端分别与第一电感( $L_1$ )的一端和第二电容( $C_2$ )的负极连接;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( $D_1$ )的阴极分别与第一MOS管( $S_1$ )的源极和第二电感( $L_2$ )的一端连接;所述第二电感( $L_2$ )的另一端分别与第二二极管( $D_2$ )的阳极、第一电容( $C_1$ )的正极、第二MOS管( $S_2$ )的漏极、第三二极管( $D_3$ )的阳极和第三电容( $C_3$ )的负极连接;所述第一MOS管( $S_1$ )的漏极分别与第二二极管( $D_2$ )的阴极和第二电容( $C_2$ )的正极连接;所述第三二极管( $D_3$ )的阴极分别与第四二极管( $D_4$ )的阳极、第四电容( $C_4$ )的负极和第五电容( $C_5$ )的正极连接;所述第四二极管( $D_4$ )的阴极分别与第三电容( $C_3$ )的正极和第五二极管( $D_5$ )的阳极连接;所述第五二极管( $D_5$ )的阴极分别与第四电容( $C_4$ )的正极和负载电阻( $R_L$ )的一端连接;所述负载电阻( $R_L$ )的另一端分别与第五电容( $C_5$ )的负极、第二MOS管( $S_2$ )的源极和输入直流电压源( $V_i$ )的负极连接。

2. 根据权利要求1所述的一种开关电容型混合准Z源变换器,其特征在于当第一MOS管和第二MOS管同时导通,第一二极管、第二二极管、第三二极管和第五二极管反向截止,第四二极管正向导通;此时输入直流电压源和第一电容通过第二MOS管一起给第一电感充电,输入直流电压源和第二电容通过第一MOS管和第二MOS管一起给第二电感充电,第五电容通过第四二极管和第二MOS管给第三电容充电,同时第五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,则第一二极管、第二二极管、第三二极管和第五二极管导通,第四二极管关断;此时第二电感给第一电容充电,第一电感和第二电感串联一起向第二电容充电,输入直流电压源与第一电感和第二电感串联一起向第五电容充电,第三电容给第四电容充电;同时,输入直流电压源与第一电感、第二电感和第三电容串联一起向负载电阻供电。

3. 根据权利要求1所述的一种开关电容型混合准Z源变换器,其特征在于稳态输出时的电压增益 $G$ 为:

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

入电压, $D$ 为占空比。

## 一种开关电容型混合准Z源变换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子变换器技术领域,具体涉及一种开关电容型混合准Z源变换器。

### 背景技术

[0002] 随着煤炭、石油等化石能源的大量消耗和环境污染的日益加剧,开发和利用新型的太阳能光伏、燃料电池等可再生清洁能源变得越来越重要。在这其中,高增益的DC/DC变换器由于能够大幅提升相应的直流电压等级,因而被广泛应用于新能源发电系统当中。但是,在其他一些工业应用场合,例如高压气体放电灯、X射线光片机直流电源等,高增益DC/DC变换器同样也具有重要的应用价值。但许多升压DC/DC变换器由于受到占空比、发热和损耗的限制,无法实现大幅度的升压,如Boost变换器,其电压增益为 $1/(1-D)$ , $D$ 为占空比,由于寄生参数的影响,其输出电压增益受到了限制;又如近几年提出的Z源升压DC-DC变换器,其电压增益为 $1/(1-2D)$ ,较Boost变换器有了一定的提高,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,提出一种开关电容型混合准Z源变换器。

[0004] 本发明电路中具体包括输入直流电压源、混合准Z源网络、开关电容网络、第二MOS管、第三二极管、第五电容和负载电阻;所述混合准Z源网络由第一电感、第二电感、第一电容、第二电容、第一二极管、第二二极管和第一MOS管构成;所述开关电容网络由第三电容、第四二极管、第四电容和第五二极管构成。

[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分别与第一电感的一端和第二电容的负极连接;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一MOS管的源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二二极管的阳极、第一电容的正极、第二MOS管的漏极、第三二极管的阳极和第三电容的负极连接;所述第一MOS管的漏极分别与第二二极管的阴极和第二电容的正极连接;所述第三二极管的阴极分别与第四二极管的阳极、第四电容的负极和第五电容的正极连接;所述第四二极管的阴极分别与第三电容的正极和第五二极管的阳极连接;所述第五二极管的阴极分别与第四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五电容的负极、第二MOS管的源极和输入直流电源的负极连接。

[0006] 该变换器稳态输出时的电压增益 $G$ 为:

[0007] 
$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(1-D)}{1-3D+D^2}$$
,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:整个电路结构简单,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 $G=1/(1-2D)$ )和基于二极管二级拓展的准Z源升压变换器(其对应的输出电压增益为 $G=1/(1-2D)/(1-D)^2$ ),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 $G=2(1-D)/(1-3D+D^2)$ ,且输入与输出之间共地,开关应力较低,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开关电容型混合准Z源变换器的电路图。

[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传统准Z源变换器和基于二极管二级拓展的准Z源变换器的输出电压增益对比曲线图。

[0012] 图3b是以 $V_i=15V$ ,占空比 $D=0.25$ 为例给出的本发明实例中电路的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,电路结构中的器件均视为理想器件。一种开关电容型混合准Z源变换器,其包括输入直流电压源 $V_i$ 、混合准Z源网络、开关电容网络、第二MOS管 $S_2$ 、第三二极管 $D_3$ 、第五电容 $C_5$ 和负载电阻 $R_L$ ;所述混合准Z源网络由第一电感 $L_1$ 、第二电感 $L_2$ 、第一电容 $C_1$ 、第二电容 $C_2$ 、第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ 和第一MOS管 $S_1$ 构成;所述开关电容网络由第三电容 $C_3$ 、第四二极管 $D_4$ 、第四电容 $C_4$ 和第五二极管 $D_5$ 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 $V_{GS1}$ 和 $V_{GS2}$ 、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 $V_{C4}$ 、第五电容 $C_5$ 的电压为 $V_{C5}$ 。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。一种开关电容型混合准Z源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 $S_2$ 同时导通,第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ 、第三二极管 $D_3$ 和第五二极管 $D_5$ 反向截止,第四二极管 $D_4$ 正向导通。则此时输入直流电压源 $V_i$ 和第一电容 $C_1$ 通过第二MOS管 $S_2$ 一起给第一电感 $L_1$ 充电,输入直流电压源 $V_i$ 和第二电容 $C_2$ 通过第一MOS管 $S_1$ 和第二MOS管 $S_2$ 一起给第二电感 $L_2$ 充电,第五电容 $C_5$ 通过第四二极管 $D_4$ 和第二MOS管 $S_2$ 给第三电容 $C_3$ 充电,同时第五电容 $C_5$ 和第四电容 $C_4$ 串联一起向负载电阻 $R_L$ 供电。

[0018] 此工作模态下,相关电气参数关系式为:

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

[0020]  $V_{L2-on} = V_i + V_{C2}, V_{C5} = V_{C3}$  (2)

[0021]  $V_o = V_{C4} + V_{C5}$  (3)

[0022] 其中,  $V_{L1-on}$ 、 $V_{L2-on}$ 分别表示第一MOS管 $S_1$ 和第二MOS管 $S_2$ 同时导通期间第一电感 $L_1$ 、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, 则第一二极管 $D_1$ 、第二二极管 $D_2$ 、第三二极管 $D_3$ 和第五二极管 $D_5$ 导通, 第四二极管 $D_4$ 关断。则此时第二电感 $L_2$ 给第一电容 $C_1$ 充电, 第一电感 $L_1$ 和第二电感 $L_2$ 串联一起向第二电容 $C_2$ 充电, 输入直流电压源 $V_i$ 与第一电感 $L_1$ 和第二电感 $L_2$ 串联一起向第五电容 $C_5$ 充电, 第三电容 $C_3$ 给第四电容 $C_4$ 充电。同时, 输入直流电压源 $V_i$ 与第一电感 $L_1$ 、第二电感 $L_2$ 和第三电容 $C_3$ 串联一起向负载电阻 $R_L$ 供电。

[0024] 此工作模式下, 相关电气参数关系式为:

[0025]  $V_{L1-off} + V_{L2-off} = -V_{C2}$  (4)

[0026]  $V_{L2-off} = -V_{C1}$  (5)

[0027]  $V_{C5} = V_i - V_{L1-off} - V_{L2-off}$  (6)

[0028]  $V_{C3} = V_{C4}$  (7)

[0029]  $V_o = V_{C3} - V_{L1-off} - V_{L2-off} + V_i$  (8)

[0030] 其中,  $V_{L1-off}$ 、 $V_{L2-off}$ 分别表示第一MOS管 $S_1$ 和第二MOS管 $S_2$ 同时关断时第一电感 $L_1$ 、第二电感 $L_2$ 两端的电压。

[0031] 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, 即电感电压在一个开关周期内的平均值为零, 联立式(1)、(2)、(4)、(5)可得

[0032]  $D(V_i + V_{C1}) + (1-D)(V_{C1} - V_{C2}) = 0$  (9)

[0033]  $D(V_i + V_{C2}) + (1-D)(-V_{C1}) = 0$  (10)

[0034] 则联立式(6)、(7)、(8)、(9)和(10)可求得稳态时电容电压和输出电压的表达式分别为:

[0035]

$$V_{C1} = \frac{D}{1-3D+D^2} V_i \quad (11)$$

[0036]

$$V_{C2} = \frac{D(2-D)}{1-3D+D^2} V_i \quad (12)$$

[0037]

$$V_{C3} = V_{C4} = V_{C5} = \frac{1-D}{1-3D+D^2} V_i \quad (13)$$

[0038]

$$V_o = \frac{2(1-D)}{1-3D+D^2} V_i \quad (14)$$

[0039] 则本发明实例所述的一种开关电容型混合准Z源变换器稳态输出时的电压增益 $G$ 为:

[0040]

$$G = \frac{V_o}{V_i} = \frac{2(1-D)}{1-3D+D^2} \quad (15)$$

[0041] 如图3a所示为本发明实例电路的输出电压增益曲线与传统准Z源变换器和基于二极管二级拓展的准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0.38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0.38。

[0042] 图3b是以 $V_i = 15V$ ,占空比 $D = 0.25$ 为例给出的本发明实例中电路的相关变量的仿真结果图。 $D = 0.25$ 时,对应的输出电压增益 $G = 4.8$ ,第一电容电压 $V_{C1} = 12V$ ,第二电容电压 $V_{C2} = 21V$ ,第三、第四、第五电容电压( $V_{C3}$ 、 $V_{C4}$ 、 $V_{C5}$ ) =  $36V$ ,输出电压 $V_o = 72V$ 。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( $V_{GS1}$ 、 $V_{GS2}$ )的波形。

[0043] 综上所述,本发明实例提出的一种开关电容型混合准Z源变换器,整个电路结构简单,控制方便,相比于传统的准Z源变换器和基于二极管二级拓展的准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,因此本发明实例电路具有很广泛的应用前景。

[0044] 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。

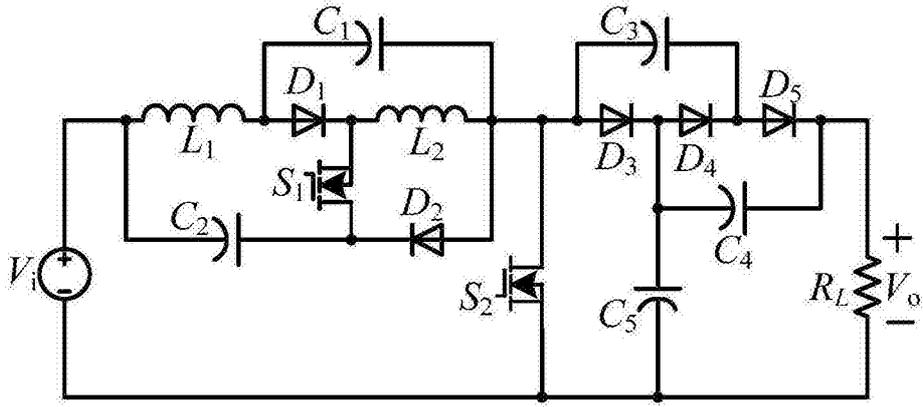


图1

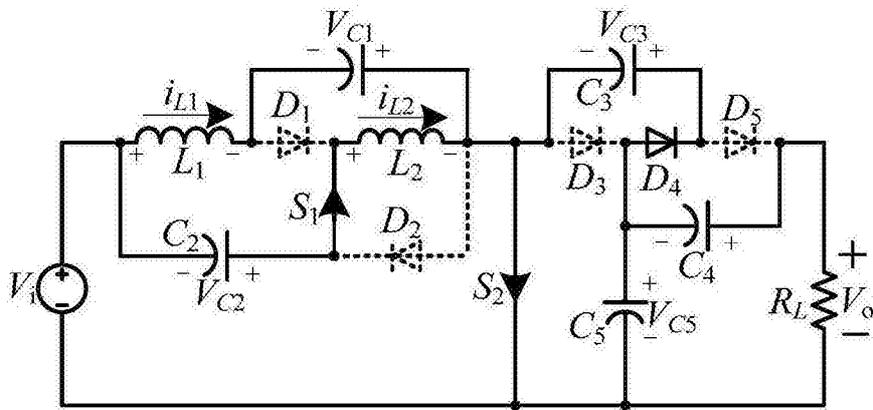


图2a

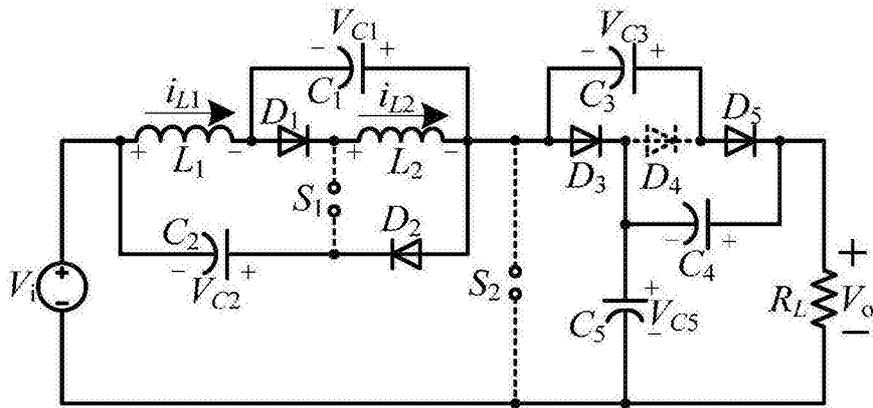


图2b

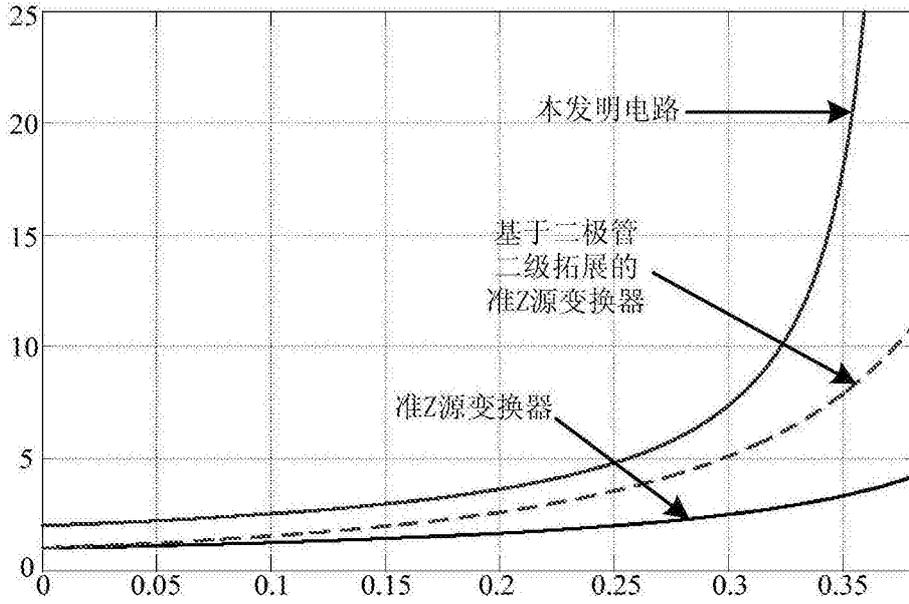


图3a

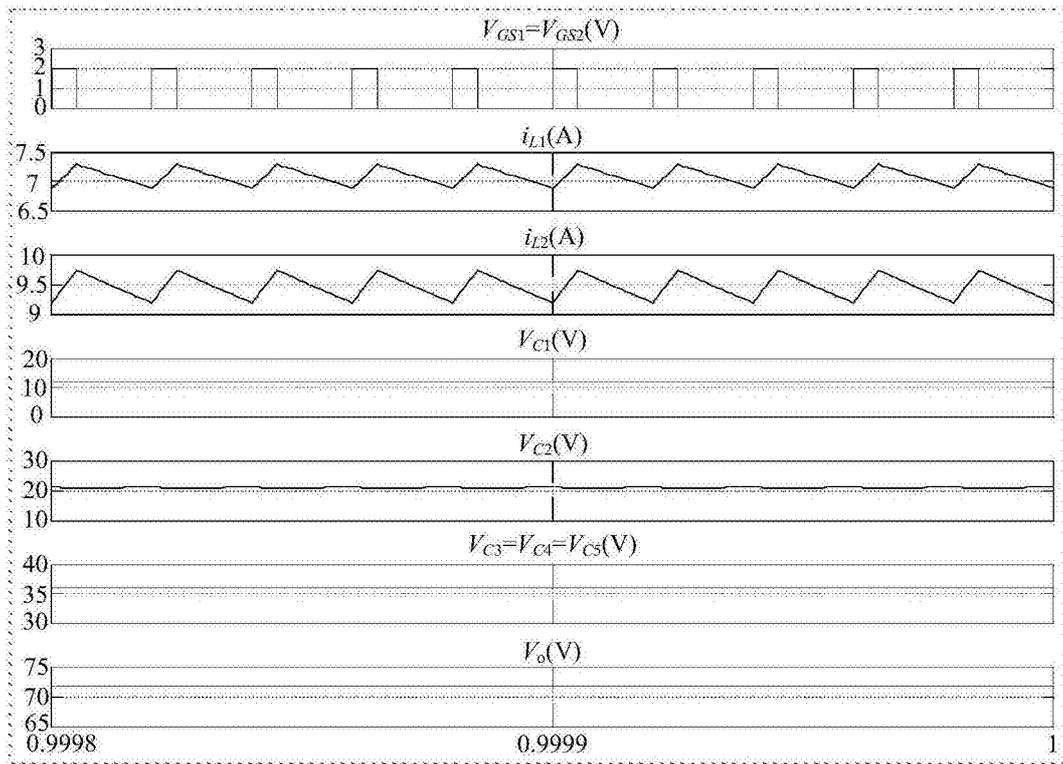


图3b