



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105577013 A

(43) 申请公布日 2016. 05. 11

(21) 申请号 201610077728. 3

(22) 申请日 2016. 02. 04

(71) 申请人 华中科技大学

地址 430074 湖北省武汉市洪山区珞喻路
1037 号

(72) 发明人 程善美 刘江 刘莹

(74) 专利代理机构 华中科技大学专利中心
42201

代理人 廖盈春

(51) Int. Cl.

H02M 7/537(2006. 01)

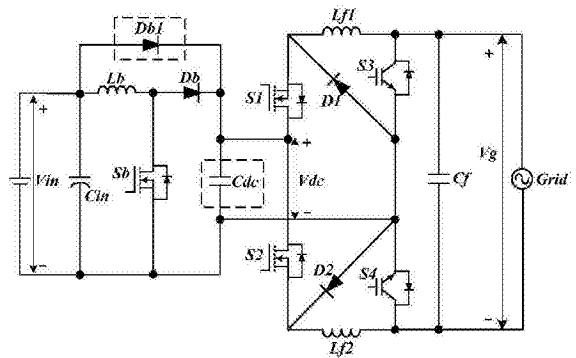
权利要求书1页 说明书5页 附图5页

(54) 发明名称

一种宽输入电压低损耗的单相光伏并网逆变器

(57) 摘要

本发明公开了一种宽输入电压低损耗的单相光伏并网逆变器。该光伏并网逆变器为两级结构，前级为升压变换器，后级为降压变换器。Sb、Lb、Db 和 Cdc 等构成前级升压变换器，S1、S2、S3、S4、D1、D2、Lf1、Lf2 和 Cf 等构成后级降压变换器。Cdc 为前级升压变换器的滤波电容，Lf1、Lf2 和 Cf 构成后级降压变换器的并网滤波器。根据输入直流电压 V_{in} 的高低，这两级变换器采用分时协调 PWM 调制，当输入直流电压 V_{in} 低于电网电压 V_g 幅值的绝对值时，前级升压变换器产生按正弦变化的直流电压，后级降压变换器实现并网；当输入直流电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值的绝对值时，前级升压变换器被旁路二极管 Db1 旁路，后级降压变换器实现降压及并网。



1. 一种宽输入电压低功耗的单相光伏并网逆变器,其特征在于,所述单相光伏并网逆变器为两级结构,前级为升压变换器,后级为降压变换器,

所述升压变换器包括第一开关管Sb、储能电感Lb、第一续流二极管Db、旁路二极管Db1和薄膜电容Cdc;所述储能电感Lb的一端连接至输入电压Vin的正极,所述储能电感Lb的一端还连接至所述旁路二极管Db1的阳极,所述第一续流二极管Db的阳极连接至所述储能电感Lb的另一端,所述第一续流二极管Db的阴极连接至所述旁路二极管Db1的阴极;所述薄膜电容Cdc的一端连接在所述第一续流二极管Db的阴极,所述薄膜电容Cdc的另一端连接至所述输入电压Vin的负极;所述第一开关管Sb的一端连接至所述储能电感Lb的另一端,所述第一开关管Sb的另一端连接至所述输入电压Vin的负极;所述第一开关管Sb的控制端用于接收外部的PWM调制信号并控制所述第一开关管Sb的一端与另一端之间的导通;

所述降压变换器包括:第二开关管S1、第三开关管S2、第四开关管S3、第五开关管S4、第二续流二极管D1、第三续流二极管D2、第一滤波电感L_{f1}、第二滤波电感L_{f2}和滤波电容C_f;

所述第二开关管S1的一端与所述第一滤波电感L_{f1}的一端相连,所述第四开关管S3的一端与所述第一滤波电感L_{f1}的另一端相连,所述第二续流二极管D1的阴极连接在所述第二开关管S1与所述第一滤波电感L_{f1}的连接端,所述第二续流二极管D1的阳极连接在所述第四开关管S3的另一端;所述第三开关管S2的一端与所述第二开关管S1的另一端连接,且所述第二开关管S1的另一端还与所述薄膜电容Cdc的一端连接;所述第三开关管S2的另一端与所述第二滤波电感L_{f2}的一端连接;所述第三续流二极管D2的阴极连接在所述第三开关管S2与所述第二滤波电感L_{f2}的连接端,所述第三续流二极管D2的阳极连接在所述第四开关管S3的另一端,且所述第四开关管S3的另一端还与所述薄膜电容Cdc的另一端连接;所述第五开关管S4的一端与所述第四开关管S3的另一端连接,所述第五开关管S4的另一端连接至所述第二滤波电感L_{f2}的另一端;所述滤波电容C_f连接在所述第四开关管S3的一端与所述第五开关管S4的另一端之间,且所述第四开关管S3的一端和所述第五开关管S4的另一端均用于与电网相连;所述第二开关管S1、第三开关管S2、第四开关管S3、第五开关管S4的控制端均用于接收外部的PWM调制信号并控制其一端与另一端之间的导通。

2. 如权利要求1所述的单相光伏并网逆变器,其特征在于,所述第一开关管Sb为升压MOSFET管,所述第二开关管S1为降压MOSFET管,所述第三开关管S2为降压MOSFET管,所述第四开关管S3为IGBT,所述第五开关管S4为IGBT。

3. 如权利要求1或2所述的单相光伏并网逆变器,其特征在于,当输入电压V_{in}高于电网电压V_g幅值的绝对值时,所述升压变换器被旁路,光伏阵列输出的能量通过旁路二极管Db1直接传输给所述降压变换器。

4. 如权利要求1或2所述的单相光伏并网逆变器,其特征在于,当输入电压低于电网电压幅值的绝对值时,所述薄膜电容Cdc两端的电压是按正弦变化的直流电压。

5. 如权利要求1-4任一项所述的单相光伏并网逆变器,其特征在于,当输入电压V_{in}低于电网电压V_g幅值的绝对值时,所述升压变换器产生按正弦变化的直流电压,所述降压变换器实现并网;当输入电压V_{in}高于电网电压V_g幅值的绝对值时,所述升压变换器被旁路二极管旁路,所述降压变换器实现降压及并网。

一种宽输入电压低损耗的单相光伏并网逆变器

技术领域

[0001] 本发明涉及逆变器技术领域,具体涉及一种宽输入电压低功耗的单相光伏并网逆变器。

背景技术

[0002] 光伏并网逆变器的作用是将光伏阵列宽的直流电压转换为交流电向电网输送电能,其设计目标是在性能良好且工作可靠的同时,尽可能输出最大的发电功率。而光伏发电效率主要受限于光伏阵列电压的利用率以及逆变器的转换效率。目前单相无变压器光伏并网逆变器是小功率并网逆变器的常用结构,它不仅可以减小逆变器的体积,降低其成本,还能提高逆变器的效率。常用的单相无变压器并网逆变器主要有:全桥结构、H5结构、H6结构、HERIC结构以及并联的BUCK变换器结构等,这些并网逆变器的转换效率稍有不同,其中并联的BUCK变换器结构效率最高,可以达到98%。这些并网逆变器的结构有一个共同的特点,就是均采用单级结构。为实现光伏阵列输出的能量传输给电网,单级结构要求并网逆变器的输入电压必须高于电网电压峰值,至少高于310V,这就不利于光伏电压的充分利用。

[0003] 为了提高光伏电压的利用率,当光伏阵列输出电压较低时,现已有解决方案是:一般在并网逆变器的前端增加一个升压变换器,形成一个两级的并网逆变器的结构。前级升压变换器用于将光伏阵列输出电压升高到一个更高的稳定直流电压,而后级逆变器则将直流电能转换为交流电能并与电网并网。尽管后级的全桥逆变器采用上下混合调制策略,以降低开关管的开关损耗,但由于前级增加了升压变换器,同时前级变换器和后级变换器独立控制,两者之间没有任何的协调机制,这两个变换器在多数情况下都要同时工作,因此这种光伏并网逆变器总的效率难以提高,一般在95%左右。

发明内容

[0004] 针对现有技术的缺陷,本发明的目的在于提供一种宽输入电压低功耗的单相光伏并网逆变器,旨在解决现有的单相无变压器并网逆变器存在的太阳能利用率和效率低的技术问题。

[0005] 本发明提供了一种宽输入电压低功耗的单相光伏并网逆变器,所述单相光伏并网逆变器为两级结构,前级为升压变换器,后级为降压变换器,所述升压变换器包括第一开关管Sb、储能电感Lb、第一续流二极管Db、旁路二极管Db1和薄膜电容Cdc;所述储能电感Lb的一端连接至输入电压Vin的正极,所述储能电感Lb的一端还连接至所述旁路二极管Db1的阳极,所述第一续流二极管Db的阳极连接至所述储能电感Lb的另一端,所述第一续流二极管Db的阴极连接至所述旁路二极管Db1的阴极;所述薄膜电容Cdc的一端连接在所述第一续流二极管Db的阴极,所述薄膜电容Cdc的另一端连接至所述输入电压Vin的负极;所述第一开关管Sb的一端连接至所述储能电感Lb的另一端,所述第一开关管Sb的另一端连接至所述输入电压Vin的负极;所述第一开关管Sb的控制端用于接收外部的PWM调制信号并控制所述第一开关管Sb的一端与另一端之间的导通;所述降压变换器包括:第二开关管S1、第三开关管

S2、第四开关管S3、第五开关管S4、第二续流二极管D1、第三续流二极管D2、第一滤波电感 L_{f1} 、第二滤波电感 L_{f2} 和滤波电容 C_f ；所述第二开关管S1与所述第一滤波电感 L_{f1} 相连和所述滤波电容 C_f 构成输出正弦电压的正半周的斩波电路，所述第二续流二极管D1连接在所述第二开关管S1和所述第一滤波电感 L_{f1} 之间为所述第一滤波电感 L_{f1} 提供续流回路；所述第三开关管S2与所述第二滤波电感 L_{f2} 相连和所述滤波电容 C_f 构成输出正弦电压的负半周的斩波电路，所述第三续流二极管D2连接在所述第三开关管S2和所述第二滤波电感 L_{f2} 之间为所述第二滤波电感 L_{f2} 提供续流回路；所述第四开关管S3和所述第五开关管S4的一端相连，并与所述第二续流二极管D1和所述第三续流二极管D2的阴极相连，所述第四开关管S3和所述第五开关管S4的另一端分别电网两端相连，交替导通提供正负半周斩波切换回路。所述第二开关管S1、第三开关管S2、第四开关管S3、第五开关管S4的控制端接收外部的PWM调制信号。

[0006] 在本发明实施例中，滤波电感 L_{f1} 、 L_{f2} 和续流二极管D1、D2位于IGBT S3、S4的前面，这样减小了能量传输和续流的路径，同时避免了降压变换器开关管S1、S2产生直通。

[0007] 其中，所述第一开关管Sb为升压MOSFET管，所述第二开关管S1为降压MOSFET管，所述第三开关管S2为降压MOSFET管，所述第四开关管S3为IGBT，所述第五开关管S4为IGBT。

[0008] 在本发明实施例中，两级变换器可以采用分时协调PWM调制；具体地，五个开关管Sb、S1、S2、S3、S4分为两组：高频开关管Sb、S1、S2和工频开关管S3、S4。在任何一个时刻只有一个高频开关管工作在高频开关下。

[0009] 其中，当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值的绝对值时，所述升压变换器被旁路，光伏阵列输出的能量通过旁路二极管Db1直接传输给所述降压变换器。

[0010] 其中，当输入电压低于电网电压幅值的绝对值时，所述薄膜电容 C_{dc} 两端的电压是按正弦变化的直流电压。

[0011] 其中，当输入电压 V_{in} 低于电网电压 V_g 幅值的绝对值时，所述升压变换器产生按正弦变化的直流电压，所述降压变换器实现并网；当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值的绝对值时，所述升压变换器被旁路二极管旁路，所述降压变换器实现降压及并网。

[0012] 本发明的有益效果体现在：

[0013] (1)当输入电压高于电网电压幅值的绝对值时，前级升压变换器不工作，升压MOSFET管Sb总是截止的，升压变换器的损耗得以降低。

[0014] (2)前级升压变换器输出的直流电压不是恒定的，而是按电网所对应的正弦电压变化，这样直流母线滤波电容容量要求不高，可采用薄膜电容。

[0015] (3)滤波电感 L_{f1} 、 L_{f2} 和续流二极管D1、D2位于IGBT S3、S4的前面，这样减小了能量传输和续流的路径，同时避免了变换器开关管产生直通。

[0016] (4)采用本发明所给出的分时协调PWM调制可以保证三个高频开关管中任何时候只有一个高频开关管工作在高频状态下，这样可以大大降低本发明所给出的并网逆变器的开关损耗。

[0017] (5)本发明所提出的一种宽输入电压低功耗的单相光伏并网逆变器能保证当直流输入电压低于150V时能并网工作，而且光伏并网逆变器总的效率可以达到97%。与常规的两级并网逆变器相比，可提高大约两个百分点。

附图说明

- [0018] 图1为本发明所实施的宽输入电压低损耗单相光伏并网逆变器的电路图。
- [0019] 图2为在一个电网电压周期内的光伏并网逆变器的分时协调方案。
- [0020] 图3为在一个电网电压周期内的分时协调PWM调制下各个开关的控制信号。
- [0021] 图4为电网电压正半周,当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值时分时协调PWM策略下的等效电路。
- [0022] 图5为电网电压正半周,当输入电压 V_{in} 低于电网电压 V_g 幅值时分时协调PWM策略下的等效电路。
- [0023] 图6为电网电压负半周,当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值的绝对值时分时协调PWM策略下的等效电路。
- [0024] 图7为电网电压负半周,当输入电压 V_{in} 于电网电压 V_g 幅值的绝对值时分时协调PWM策略下的等效电路。
- [0025] 图8为常规单相光伏并网逆变器的电路图。
- [0026] 图9为常规单相光伏并网逆变器的各个开关的控制信号。
- [0027] 图10为在不同开关频率下两种变换器效率的比较。
- [0028] 图11为不同输入电压时两种变换器效率的比较。

具体实施方式

- [0029] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合附图及实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。
- [0030] 本发明针对常用的单相无变压器并网逆变器存在的太阳能利用率和效率低等问题,提出了一种宽输入电压低损耗的单相光伏并网逆变器。
- [0031] 所提出的单相光伏并网逆变器为两级结构,前级为升压变换器,后级为降压变换器。前级升压变换器由升压MOSFET S_b 、储能电感 L_b 、续流二极管 D_b 、旁路二极管 D_{b1} 、薄膜电容 C_{dc} 等构成,后级降压变换器由降压MOSFET S_1 和 S_2 、IGBT S_3 和 S_4 、续流二极管 D_1 和 D_2 、滤波电感 L_{f1} 和 L_{f2} 及滤波电容 C_f 等构成。
- [0032] 这两级变换器采用分时协调PWM调制。当输入电压低于电网电压幅值的绝对值时,前级升压变换器产生按正弦变化的直流电压,后级降压变换器实现并网;当输入电压高于电网电压幅值的绝对值时,前级升压变换器被旁路二极管旁路,后级降压变换器实现降压及并网。
- [0033] 当输入电压高于电网电压幅值的绝对值时,光伏阵列输出的电能直接通过旁路二极管 D_{b1} 传送给降压变换器,此时升压MOSFET S_b 总是截止的。在电网电压正半周,IGBT S_4 导通, S_3 截止,高频工作的MOSFET S_1 产生正弦的并网电流;在电网电压负半周,IGBT S_3 导通, S_4 截止,MOSFET S_2 工作在高频状态下。
- [0034] 当输入电压低于电网电压幅值的绝对值时,此时升压MOSFET S_b 工作在产生正弦并网电流的高频状态下。在电网电压正半周,开关管 S_1 和 S_4 导通, S_2 和 S_3 截止;在电网电压负半周,开关管 S_2 和 S_3 导通, S_1 和 S_4 截止。升压变换器输出的直流电压不是稳定的,而是根

据电网电压变化的,因此升压变换器的滤波电容 C_{dc} 采用薄膜电容,而不是传统的电解电容。

[0035] 输入电压 V_{in} 与电网电压 V_g 绝对值相比较在正负半周内均有两个交点。在正半周内为 θ 和 $\pi-\theta$,在负半周为 $\pi+\theta$ 和 $2\pi-\theta$,其中 $\theta=\arcsin(V_{in}/V_{gm})$, V_{gm} 为电网电压 V_g 的峰值。在 $0\sim\theta$ 和 $\pi-\theta\sim\pi$ 之间,输入电压 V_{in} 大于电网电压 V_g ;而在 $\theta\sim\pi-\theta$ 之间,输入电压 V_{in} 小于电网电压 V_g ;在 $\pi\sim\pi+\theta$ 和 $2\pi-\theta\sim2\pi$ 之间,输入电压 V_{in} 大于电网电压 V_g 的绝对值;而在 $\pi+\theta\sim\pi\sim2\pi-\theta$ 之间,输入电压 V_{in} 小于电网电压 V_g 的绝对值。

[0036] 在电网电压正半周前级升压变换器和后级降压变换器之间的分时协调PWM调制如下:在 $0\sim\theta$ 和 $\pi-\theta\sim\pi$ 之间, S_b 总是截止, S_1 工作在高频状态下, S_2 和 S_3 总是截止, S_4 恒导通;在 $\pi+\theta\sim\pi\sim2\pi-\theta$ 之间, S_b 工作在高频状态下, S_1 和 S_4 恒导通, S_2 和 S_3 总是截止。

[0037] 在电网电压负半周前级升压变换器和后级降压变换器之间的分时协调PWM调制如下:在 $\pi\sim\pi+\theta$ 和 $2\pi-\theta\sim2\pi$ 之间, S_b 总是截止, S_2 工作在高频状态下, S_3 恒导通, S_1 和 S_4 总是截止;在 $\pi+\theta\sim\pi\sim2\pi-\theta$ 之间, S_b 工作在高频状态下, S_1 和 S_4 总是截止, S_2 和 S_3 恒导通。

[0038] 下面结合附图来对本发明的具体实施方式进行说明。

[0039] 图1为本发明所实施的宽输入电压低损耗的单相光伏并网逆变器电路图。该单相光伏并网逆变器为两级结构,前级为升压变换器,后级为降压变换器。前级升压变换器由升压MOSFET S_b 、储能电感 L_b 、续流二极管 D_b 、旁路二极管 D_{b1} 、薄膜电容 C_{dc} 等构成,后级降压变换器由降压MOSFET S_1 和 S_2 、IGBT S_3 和 S_4 、续流 D_1 和 D_2 、滤波电感 L_{f1} 和 L_{f2} 及滤波电容 C_f 等构成。

[0040] 图2为在一个电网电压周期内的光伏并网逆变器的分时协调方案。当输入电压低于电网电压幅值的绝对值时,前级升压变换器产生按正弦变化的直流电压,后级降压变换器实现并网;当输入电压高于电网电压幅值的绝对值时,前级升压变换器被旁路二极管旁路,后级降压变换器实现降压及并网。

[0041] 图3为在一个电网电压周期内的分时协调PWM调制下各个开关的控制信号。在电网电压正半周,当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值时, S_b 总是截止, S_1 工作在高频状态下, S_2 和 S_3 总是截止, S_4 恒导通,此时对应的等效电路如图4所示;当输入电压 V_{in} 低于电网电压 V_g 幅值时, S_b 工作在高频状态下, S_1 和 S_4 恒导通, S_2 和 S_3 总是截止,此时对应的等效电路如图5所示。在电网电压负半周,当输入电压 V_{in} 高于电网电压 V_g 幅值的绝对值时, S_b 总是截止, S_2 工作在高频状态下, S_3 恒导通, S_1 和 S_4 总是截止,此时对应的等效电路如图6所示;当输入电压 V_{in} 低于电网电压 V_g 幅值的绝对值时, S_b 工作在高频状态下, S_1 和 S_4 总是截止, S_2 和 S_3 恒导通,此时对应的等效电路如图7所示。

[0042] 为了比较本发明所给出的单相光伏并网逆变器的效果,图8和图9给出了常规单相光伏并网逆变器的电路图和调制策略,从这两个图可以看出常规的单相光伏并网逆变器也是一种两级结构,但这两级之间是独立控制,前级升压变换器保证其输出电压是稳定的,并总是高于电网电压 V_g 幅值的绝对值。图10给出了在不同开关频率(10kHz、16kHz和20kHz)下当负载不同时这两种变换器效率的比较,图11给出了在开关频率为16kHz下当输入电压不同时这两种变换器效率的比较。从图10和图11可以看出,本专利所给出的单相光伏并网逆变器的效率与常规的单相光伏并网逆变器提高了约2%,在低输入电压时效果尤其明显。

[0043] 本领域的技术人员容易理解,以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,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。

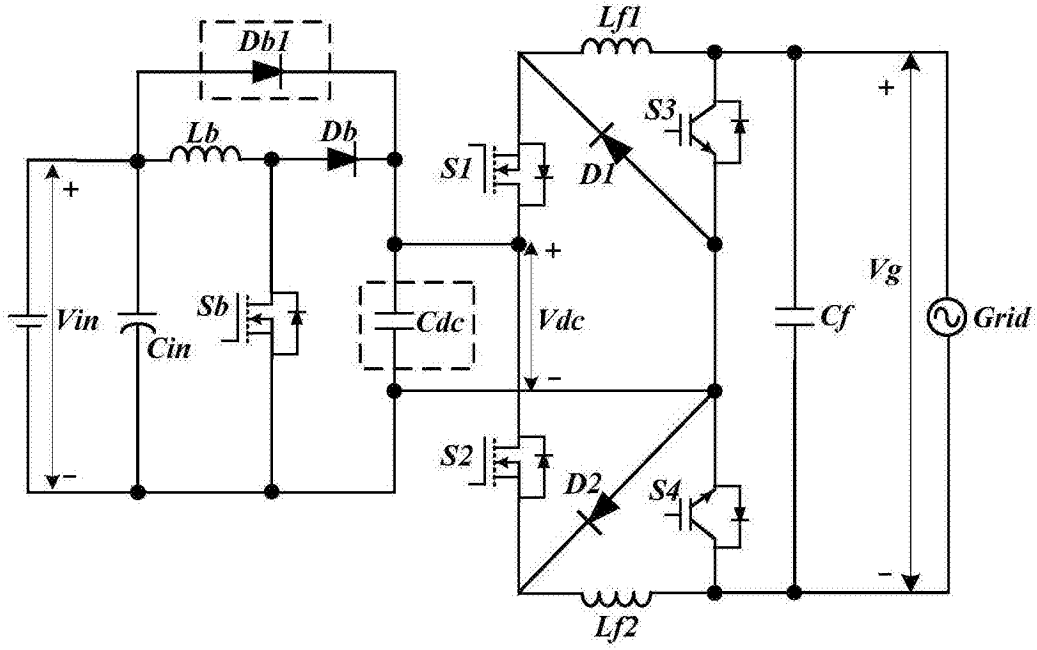


图1

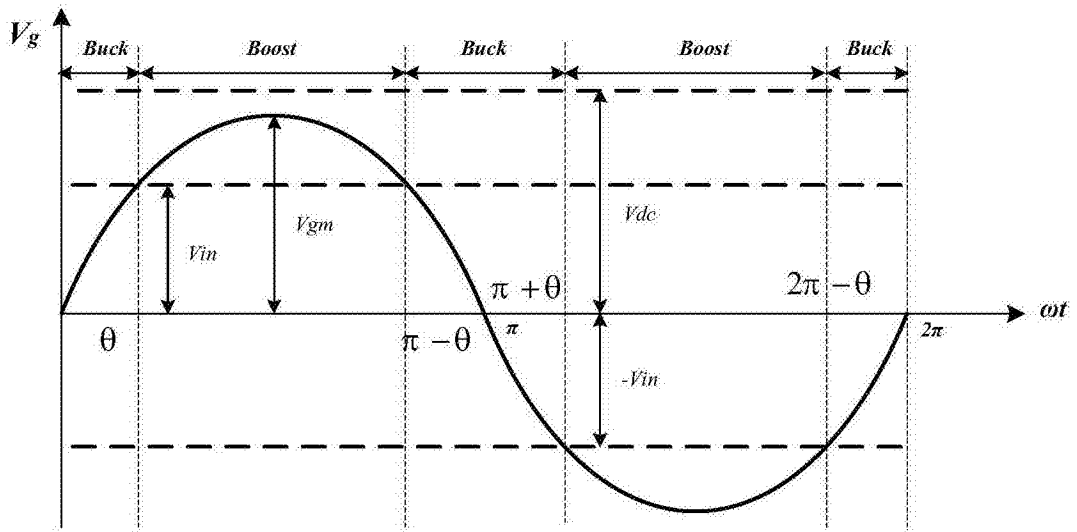


图2

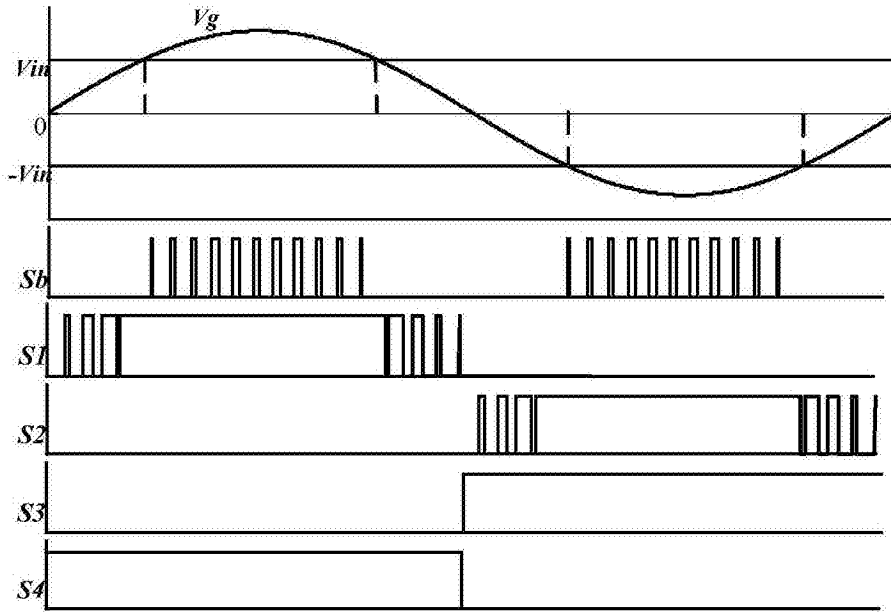


图3

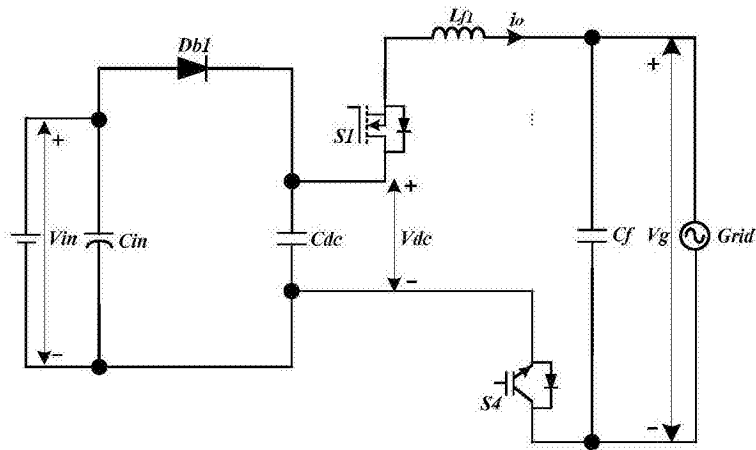


图4

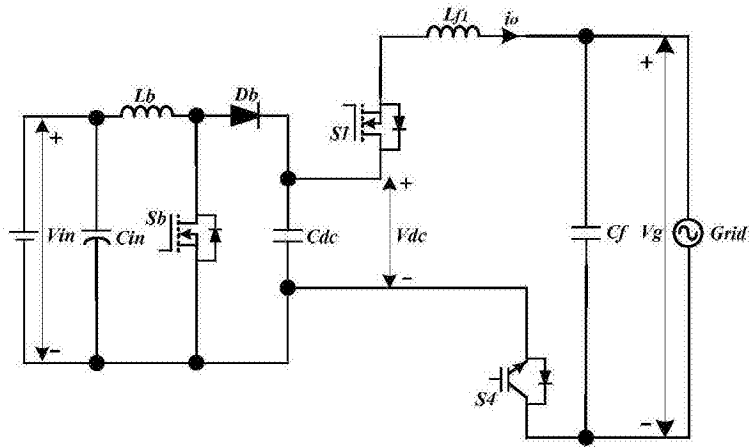


图5

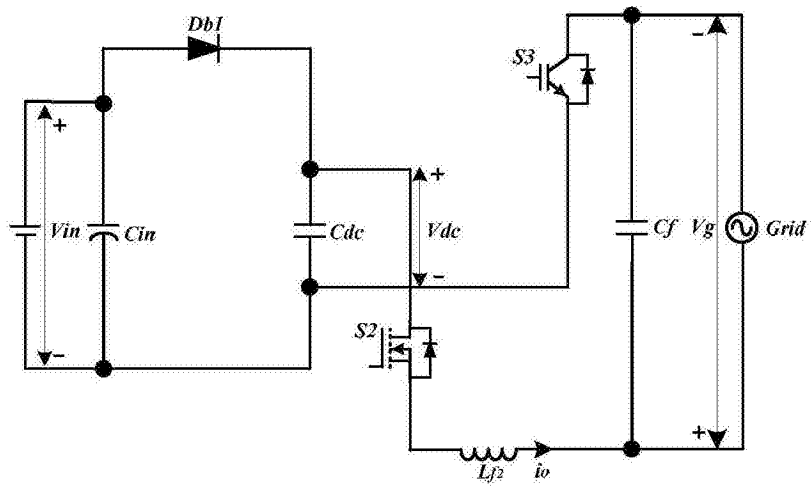


图6

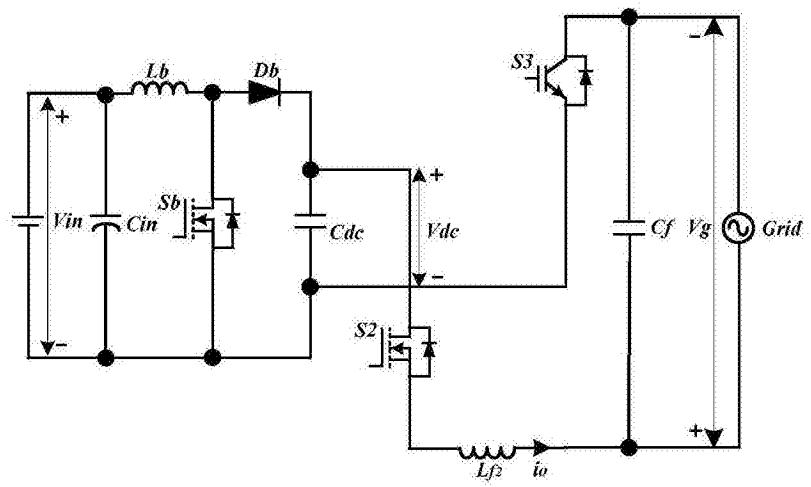


图7

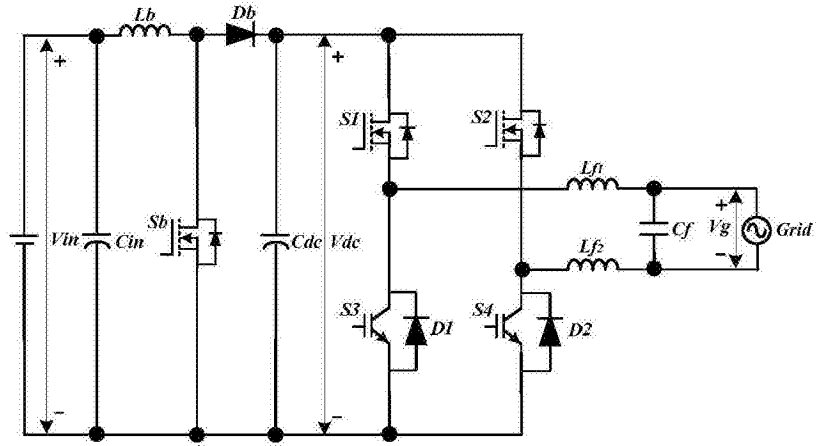


图8

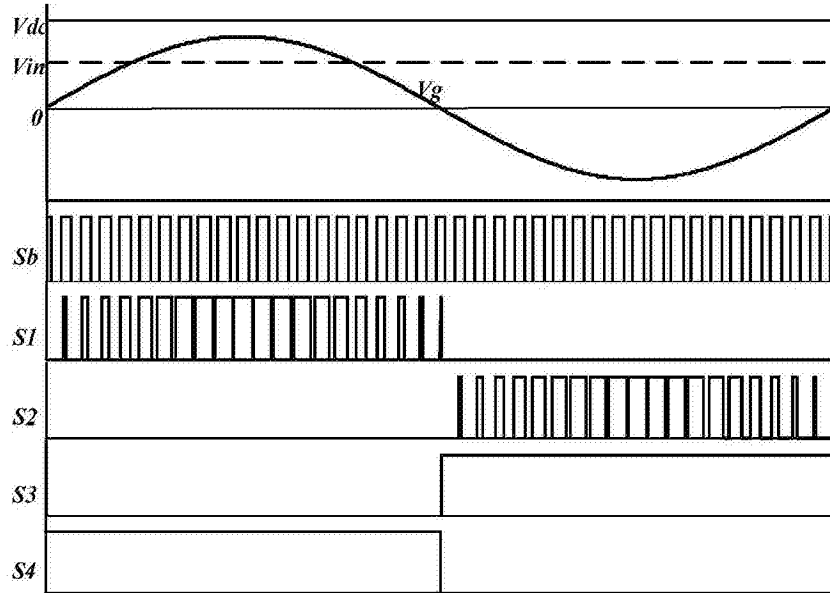


图9

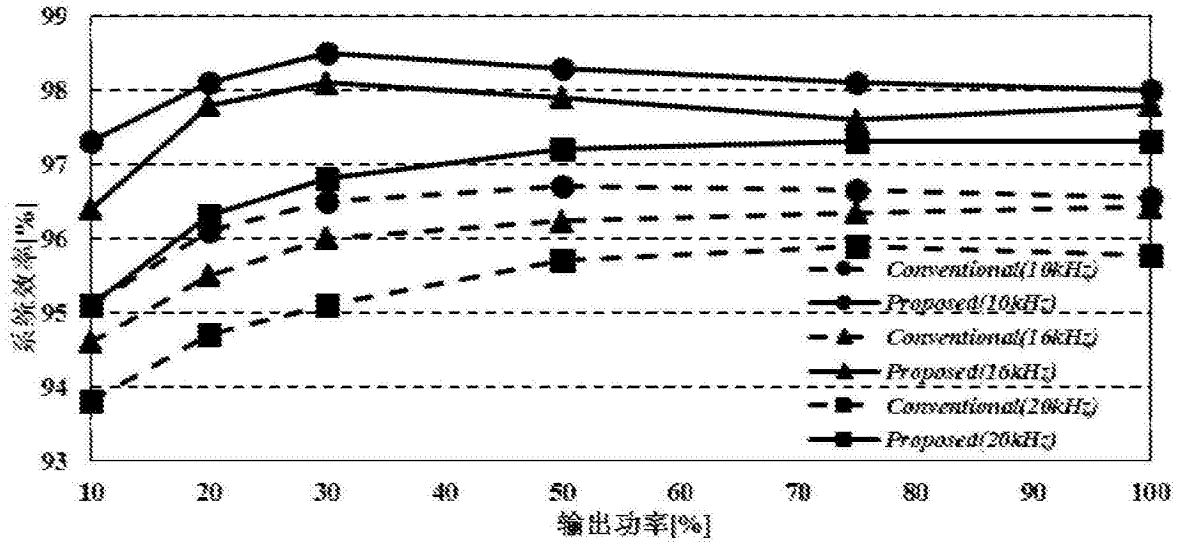


图10

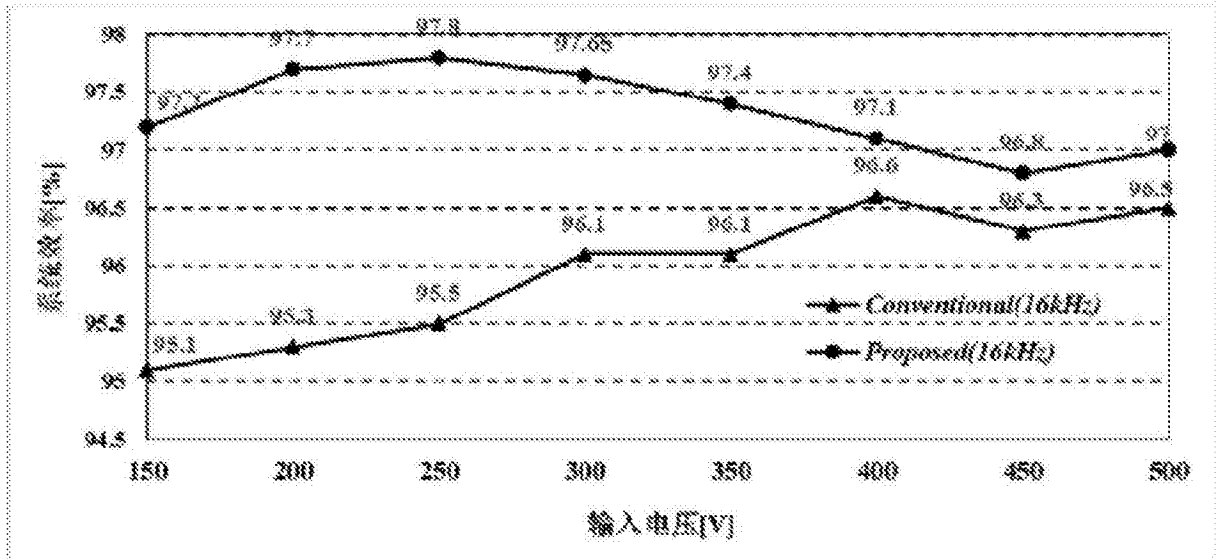


图11