



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 111342693 B

(45) 授权公告日 2021.07.13

(21) 申请号 202010099577.8

(22) 申请日 2020.02.18

(65) 同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 111342693 A

(43) 申请公布日 2020.06.26

(73) 专利权人 上海海事大学
地址 201306 上海市浦东新区临港新城海
港大道1550号

(72) 发明人 吴卫民 王侯清 安丽琼

(74) 专利代理机构 上海互顺专利代理事务所
(普通合伙) 31332

代理人 成秋丽

(51) Int. Cl.

H02M 7/537 (2006.01)

H02J 3/38 (2006.01)

(56) 对比文件

CN 107959433 A, 2018.04.24

CN 103107728 A, 2013.05.15

CN 101860191 A, 2010.10.13

CN 106558986 A, 2017.04.05

CN 107733230 A, 2018.02.23

US 2009268496 A1, 2009.10.29

US 2017093271 A1, 2017.03.30

Houqing Wang et al. A Modified Aalborg
Inverter Extracting Maximum Power From
One PV Array Source.《CPSS TRANSACTIONS ON
POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS》.2019,
第4卷(第2期),

审查员 周容

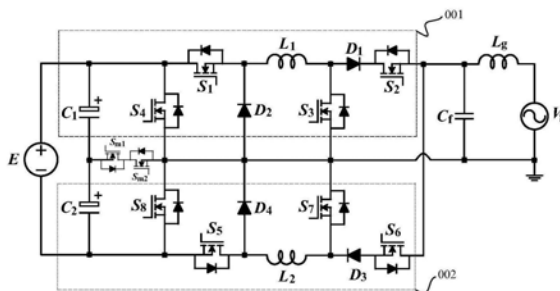
权利要求书3页 说明书8页 附图5页

(54) 发明名称

一种升降压型光伏并网逆变器

(57) 摘要

本发明提出升降压型光伏并网逆变器,包括:第一模式切换开关;第二模式切换开关;第一逆变电路;第二逆变电路;滤波电容,对第一逆变电路和第二逆变电路输出的交流电进行滤波;检测电路,检测第一平波电容两端的直流电压、第二平波电容两端的直流电压、电网交流电压、第一直流电感中的电流和第二直流电感中的电流,并将检测到的值反馈给控制电路;控制电路根据检测电路检测到的值对当前的工作模式和工作状态做出判断,向第一模式切换开关、第二模式切换开关、第一至第八功率开关的受控端发送开关控制信号。升降压型光伏并网逆变器使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性。



1. 一种升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,包括:

第一模式切换开关;

第二模式切换开关;

第一逆变电路,包括:第一功率开关、第二功率开关、第三功率开关、第四功率开关、第一直流电感、第一二极管、第二二极管、第一平波电容,直流电源的正极分别与所述第一平波电容的正极、所述第一功率开关的第一端、所述第四功率开关的第一端连接,所述第一功率开关的第二端分别与所述第一直流电感的第一端、所述第二二极管的阴极相连,所述第一直流电感的第二端分别与所述第一二极管的阳极、所述第三功率开关的第一端连接,所述第一二极管的阴极与所述第二功率开关的第一端相连,所述第二功率开关的第二端分别与第六功率开关的第一端、滤波电容的一端相连,所述第一平波电容的负极与所述第一模式切换开关的第二端连接,所述第一模式切换开关的第一端与所述第二模式切换开关的第一端连接,所述第二模式切换开关的第二端、所述第四功率开关的第二端、所述第二二极管的阳极、所述第三功率开关的第二端分别与滤波电容的另一端相连;

第二逆变电路,包括:第五功率开关、第六功率开关、第七功率开关、第八功率开关、第二直流电感、第三二极管、第四二极管、第二平波电容,直流电源的负极分别与所述第二平波电容的负极、所述第五功率开关的第二端、所述第八功率开关的第二端相连,所述第五功率开关的第一端分别与所述第二直流电感的第二端、所述第四二极管的阳极相连,所述第二直流电感的第一端分别与所述第三二极管的阴极、所述第七功率开关的第二端连接,所述第三二极管的阳极与所述第六功率开关的第二端相连,所述第二平波电容的正极与所述第一模式切换开关的第二端连接,所述第二模式切换开关的第二端、所述第八功率开关的第一端、所述第四二极管的阴极、所述第七功率开关的第一端分别与滤波电容的另一端相连;

滤波电容,对所述第一逆变电路和所述第二逆变电路输出的交流电进行滤波;

检测电路,检测第一平波电容两端的直流电压、第二平波电容两端的直流电压、电网交流电压、第一直流电感中的电流和第二直流电感中的电流,并将检测到的值反馈给控制电路;

控制电路,根据所述检测电路检测到的值对当前的工作模式和工作状态做出判断,向所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关、第一至第八功率开关的受控端发送开关控制信号,以控制所述第一逆变电路和所述第二逆变电路构成的逆变电路工作在降压或者升压的工作状态。

2. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和低于所述电网交流电压峰值的绝对值时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,且在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

3. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和低于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在升压状态:在工频正半周内,使所述第三功率开关高频工作,所述第一功率开关、所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第四功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第七功率开关高频工作,所述第四功率开关、所述第五功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第八功率开关断开。

4. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第四功率开关、所述第八功率开关断开,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关闭合,且在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压分别均高于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关闭合,所述第三功率开关、所述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关断开;在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压分别均低于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在升压状态:在工频正半周内,使所述第三功率开关高频工作,所述第一功率开关、所述第二功率开关闭合,所述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第七功率开关高频工作,所述第五功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关断开。

5. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于所述电网交流电压峰值的绝对值,且小于所述电网交流电压峰值绝对值的两倍时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

6. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于所述电网交流电压峰值绝对值的两倍时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

7. 如权利要求1所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于所述电网交流电压峰值绝对值的两倍时,所述第四功率开关、所述第八功率开关断开,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关闭合,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关闭合,所述第三功率开关、所

述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关断开。

8.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,还包括第三电感,所述第三电感的一端与所述滤波电容的一端连接,所述第三电感的另一端与电网的一端连接,并且电网的另一端与所述滤波电容的另一端连接。

9.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关、所述第一功率开关至所述第八功率开关为MOS型场效应管、绝缘栅双极型晶体管或集成门极换流晶闸管。

10.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第三二极管和所述第四二极管由MOS型场效应管、绝缘栅双极型晶体管或集成门极换流晶闸管替代。

11.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第一二极管和所述第二功率开关的物理位置互换,所述第三二极管和所述第六功率开关的物理位置互换。

12.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第一二极管和所述第二功率开关集成为整体和/或所述第三二极管和所述第六功率开关集成为整体,由逆阻型绝缘栅双极型晶体管替换。

13.如权利要求1至7中任一项的所述的升降压型光伏并网逆变器,其特征在于,所述第一模式切换开关和所述第二模式切换开关的物理位置可以互换;所述第一模式切换开关和所述第二模式切换开关两个器件可以由一个不带反并联二极管的绝缘栅双极型晶体管替换。

一种升降压型光伏并网逆变器

技术领域

[0001] 本发明涉及电力电子技术领域,特别涉及一种升降压型光伏并网逆变器。

背景技术

[0002] 并网逆变器主要用于将能源设备产生的直流电转变成电网所需的交流电。按照能源设备的不同,并网逆变器一般可分为光伏发电并网逆变器、风力发电并网逆变器、动力设备发电并网逆变器等。

[0003] 在现有技术中存在各种类型的并网逆变器。比如,按照直流侧电源性质的不同,可分为电压源型并网逆变器和电流源型并网逆变器;按照隔离方式的不同,可分为隔离型并网逆变器和非隔离型并网逆变器。按照转换能级次数的不同,并网逆变器又可分为单级并网逆变器、两级并网逆变器、多级并网逆变器。

[0004] 现有技术中,单级并网逆变器包括单级单一变压并网逆变器、单级可升降压并网逆变器。图1为现有技术中单级电压源型并网逆变器的电路拓扑图。参照图1,单级电压源型并网逆变器可实现降压逆变,即输出的交流电压的峰值小于输入的直流电压值。图2为现有技术中单级电流源型并网逆变器的电路拓扑图。参照图2,单级电流源型并网逆变器可实现升压逆变,即输出的交流电压的峰值大于输入的直流电压值。在实际应用中,将可再生能源作为等效直流电源进行并网发电过程中,其输入的直流电压可能在一个较大范围内变动。比如,在不同天气情况下,同一光伏电池组产生的直流电压可能在300V-700V范围内变动。因此,传统的单级单一变压并网逆变器的应用受到了很大限制。

[0005] 单级可升降压并网逆变器包括两种典型电路拓扑,Z源并网逆变器(Z-source并网逆变器)和自然软开关并网逆变器。图3为现有技术中Z源并网逆变器的电路拓扑图。参照图3,Z源并网逆变器能通过一级电路实现升压或降压逆变,减少了功率器件的数量。图4为现有技术自然软开关并网逆变器的电路拓扑图。当图4中的功率开关S5闭合时,其等效于一个直流输入侧为LC滤波电路、交流输出侧为LCL滤波电路的电压源型并网逆变器。当图4中的功率开关S5断开时,其等效于一个交流输出侧为LCL滤波电路的电流源型并网逆变器。Z-source逆变器改变了等效直流输入电源的性质,使其既具备电压源又具备电流源特性。自然软开关逆变器在不同工作需求阶段,其直流输入电源呈现电压源或电流源特性。目前,其他单级可升降压并网逆变器的原理与这两类并网逆变器类似。但是,与传统电压源型并网逆变器相比,这两类并网逆变器都有一个缺点,即由于其功率回路中额外串接了一个、两个甚至多个平波电感,增加了额外的功率损失。

[0006] 在现有技术中,传统的两级并网逆变器由Boost(升压)DC-DC(直流-直流)电路和逆变电路构成,并且在其两级电路中的功率开关均以高频工作,开关损耗很大。图5为现有技术中两级时分式复合并网逆变器。参照图5所示,在两级时分式复合并网逆变器中,当直流输入电压低于电网电压时,此时并网逆变器可等效为工作在Boost(升压)模式下的电流源逆变器;当直流输入电压高于电网电压时,此时并网逆变器可等效为工作在Buck(降压)模式下的电压源逆变器。图6为现有技术中两级时分式复合并网逆变器的BOOST(升压)工作

状态图；图7为现有技术中两级时分式复合并网逆变器的BUCK(降压)工作状态图。参照图6以及图7,两级时分式复合并网逆变器降低了开关损耗,但是在以Boost模式高频工作期间,输出滤波器等效为CL-CL滤波器,虽然滤波效果得到加强,但同时也带来了功率损耗加大与控制难度加大的问题。

[0007] 为了进一步减小导通损耗、开关损耗,提高逆变器的效率,现有技术中给出了一种带双输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器,图8为现有技术中带双输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器的电路图。参照图8所示,该并网逆变器具有电感压降小、导通损耗小、开关损耗小、高频下高效率的优点。但是,该并网逆变器也存在缺陷。比如,由于在工频正半周或工频负半周仅有一个直流源提供功率,因此需要在输入等效直流电源侧并联一个容量较大的平波电容,以使输入直流电压保持基本稳定。图9为现有技术中带单输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器的电路图。参照图9所示,在图8拓扑的基础上提出了一种带单输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器,在该改进型拓扑中直流源给两个串联的平波电容充电,两个平波电容分别在工频正负半周给负载提供功率。这种方法可以提高输入直流电源的利用率,有效降低平波电容。但是当直流源输出电压较低时,每个平波电容两端的电压则更低(为直流源输出电压的一般),可能使得电路无法在高效状态下工作。因此,输入直流电压的变化范围受到了一定限制。

[0008] 针对现有技术中图9所示的并网逆变器的缺点,有必要提出一种适应输入直流电压大范围变化的光伏并网逆变器。

发明内容

[0009] 本发明的目的在于提供一种升降压型光伏并网逆变器,以解决并网逆变器工作自由度低、适应输入直流电压的变化范围小的问题。

[0010] 为了解决上述技术问题,本发明的技术方案是:提出一种升降压型光伏并网逆变,包括:第一模式切换开关;第二模式切换开关;第一逆变电路,包括:第一功率开关、第二功率开关、第三功率开关、第四功率开关、第一直流电感、第一二极管、第二二极管、第一平波电容,直流电源的正极分别与所述第一平波电容的正极、所述第一功率开关的第一端、所述第四功率开关的第一端连接,所述第一功率开关的第二端分别与所述第一直流电感的第一端、所述第二二极管的阴极相连,所述第一直流电感的第二端分别与所述第一二极管的阳极、所述第三功率开关的第一端连接,所述第一二极管的阴极与所述第二功率开关的第一端相连,所述第二功率开关的第二端分别与所述第六功率开关的第一端、滤波电容的一端相连,所述第一平波电容的负极与所述第一模式切换开关的第二端连接,所述第一模式切换开关的第一端与所述第二模式切换开关的第一端连接,所述第二模式切换开关的第二端、所述第四功率开关的第二端、所述第二二极管的阳极、所述第三功率开关的第二端分别与滤波电容的另一端相连;第二逆变电路,包括:第五功率开关、第六功率开关、第七功率开关、第八功率开关、第二直流电感、第三二极管、第四二极管、第二平波电容,直流电源的负极分别与所述第二平波电容的负极、所述第五功率开关的第二端、所述第八功率开关的第二端相连,所述第五功率开关的第一端分别与所述第二直流电感的第二端、所述第四二极管的阳极相连,所述第二直流电感的第一端分别与所述第三二极管的阴极、所述第七功率开关的第二端连接,所述第三二极管的阳极与所述第六功率开关的第二端相连,所述第二

平波电容的正极与所述第一模式切换开关的第二端连接,所述第二模式切换开关的第二端、所述第八功率开关的第一端、所述第四二极管的阴极、所述第七功率开关的第一端分别与滤波电容的另一端相连;滤波电容,对所述第一逆变电路和所述第二逆变电路输出的交流电进行滤波;检测电路,检测第一平波电容两端的直流电压、第二平波电容两端的直流电压、电网交流电压、第一直流电感中的电流和第二直流电感中的电流,并将检测到的值反馈给控制电路;控制电路,根据所述检测电路检测到的值对当前的工作模式和工作状态做出判断,向所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关、第一至第八功率开关的受控端发送开关控制信号,以控制所述第一逆变电路和所述第二逆变电路构成的逆变电路工作在降压或者升压的工作状态。

[0011] 进一步地,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和低于所述电网交流电压峰值的绝对值时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,且在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

[0012] 进一步地,在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和低于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在升压状态:在工频正半周内,使所述第三功率开关高频工作,所述第一功率开关、所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第四功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第七功率开关高频工作,所述第四功率开关、所述第五功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第八功率开关断开。

[0013] 进一步地,所述第四功率开关、所述第八功率开关断开,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关闭合,且在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压分别均高于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关闭合,所述第三功率开关、所述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关断开;在所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压分别均低于所述电网交流电压瞬时值的绝对值时,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在升压状态:在工频正半周内,使所述第三功率开关高频工作,所述第一功率开关、所述第二功率开关闭合,所述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第七功率开关高频工作,所述第五功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关断开。

[0014] 进一步地,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于所述电网交流电压峰值的绝对值,且小于所述电网交流电压峰值绝对值的两倍时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二

功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

[0015] 进一步地,所述控制电路在确定所述第一平波电容、所述第二平波电容两端的直流电压之和高于所述电网交流电压峰值绝对值的两倍时,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关断开,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关和所述第八功率开关闭合,所述第三功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第四功率开关和所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关和所述第八功率开关断开。

[0016] 进一步地,所述第四功率开关、所述第八功率开关断开,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关闭合,所述第一逆变电路与所述第二逆变电路均工作在降压状态:在工频正半周内,使所述第一功率开关高频工作,所述第二功率开关闭合,所述第三功率开关、所述第五功率开关至所述第七功率开关断开;在工频负半周内,使所述第五功率开关高频工作,所述第六功率开关闭合,所述第一功率开关至所述第三功率开关、所述第七功率开关断开。

[0017] 进一步地,升降压型光伏并网逆变器还包括第三电感,所述第三电感的一端与所述滤波电容的一端连接,所述第三电感的另一端与电网的一端连接,并且电网的另一端与所述滤波电容的另一端连接。

[0018] 进一步地,所述第一模式切换开关、所述第二模式切换开关、所述第一功率开关至所述第八功率开关为MOS型场效应管、绝缘栅双极型晶体管或集成门极换流晶闸管。

[0019] 进一步地,所述第二二极管和所述第四二极管由MOS型场效应管、绝缘栅双极型晶体管或集成门极换流晶闸管替代。

[0020] 进一步地,所述第一二极管和所述第二功率开关的物理位置互换,所述第三二极管和所述第六功率开关的物理位置互换。

[0021] 进一步地,所述第一二极管和所述第二功率开关集成为整体和/或所述第三二极管和所述第六功率开关集成为整体,由逆阻型绝缘栅双极型晶体管替换。

[0022] 进一步地,所述第一模式切换开关和所述第二模式切换开关的物理位置可以互换;所述第一模式切换开关和所述第二模式切换开关两个器件可以由一个不带反并联二极管的绝缘栅双极型晶体管替换。

[0023] 本发明提供的光伏并网逆变器在任何时刻只有一个开关管工作在高频状态,其中第四功率开关和第八功率开关为工频开关,第一模式切换开关和第二模式切换开关为两个同时断开或者同时闭合的低频开关,开关损耗低;在高输入直流电压工况下,本发明提供的并网逆变器可以选择断开第四功率开关、第八功率开关,闭合第一模式切换开关、第二模式切换开关,两个平波电容在工频正负半周分别给负载提供功率,降低器件两端电压,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;在低输入直流电压工况下,本发明的并网逆变器可以选择断开第一、第二模式切换开关,两个平波电容串联同时给负载提供功率,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;本发明提供的光伏并网逆变器工作在降压状态时的等效电路相当于Buck电路,工作在升压状态时的等

效电路相当于Boost电路,具有功率转换效率高、适应输入直流电压变化范围大、实用性强等优点。

附图说明

[0024] 下面结合附图对发明作进一步说明:

[0025] 图1为现有技术中单级电压源型并网逆变器的电路拓扑图;

[0026] 图2为现有技术中单级电流源型并网逆变器的电路拓扑图;

[0027] 图3为现有技术中Z源并网逆变器的电路拓扑图;

[0028] 图4为现有技术自然软开关并网逆变器的电路拓扑图;

[0029] 图5为现有技术中两级时分式复合并网逆变器;

[0030] 图6为现有技术中两级时分式复合并网逆变器的BOOST(升压)工作状态图;

[0031] 图7为现有技术中两级时分式复合并网逆变器的BUCK(降压)工作状态图;

[0032] 图8为现有技术中带双输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器的电路图;

[0033] 图9为现有技术中带单输入直流电源的电压电流混源型并网逆变器的电路图;

[0034] 图10为本发明实施例提供的第一模式切换开关、第二模式切换开关均断开状态下,并网逆变器的工作状态示意图;

[0035] 图11为本发明实施例提供的第一模式切换开关、第二模式切换开关均闭合状态下,并网逆变器的工作状态示意图;

[0036] 图12为本发明实施例提供的升降型光伏并网逆变器的电路示意图;

[0037] 图13为本发明实施例提供的升降型光伏并网逆变器的检测电路和控制电路的模块结构示意图。

具体实施方式

[0038] 以下结合附图和具体实施例对本发明提出的光伏并网逆变器作进一步详细说明。根据下面说明和权利要求书,本发明的优点和特征将更清楚。需说明的是,附图均采用非常简化的形式且均使用非精准的比率,仅用以方便、明晰地辅助说明本发明实施例的目的。

[0039] 本发明的核心思想在于,本发明提供的光伏并网逆变器在任何时刻只有一个开关管工作在高频状态,其中第四功率开关和第八功率开关为工频开关,第一模式切换开关和第二模式切换开关为两个同时断开或者同时闭合的低频开关,开关损耗低;在高输入直流电压工况下,本发明提供的并网逆变器可以选择断开第四功率开关、第八功率开关,闭合第一模式切换开关、第二模式切换开关,两个平波电容在工频正负半周分别给负载提供功率,降低器件两端电压,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;在低输入直流电压工况下,本发明的并网逆变器可以选择断开第一、第二模式切换开关,两个平波电容串联同时给负载提供功率,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;本发明提供的光伏并网逆变器工作在降压状态时的等效电路相当于Buck电路,工作在升压状态时的等效电路相当于Boost电路,具有功率转换效率高、适应输入直流电压变化范围大、实用性强等优点。

[0040] 图10为本发明实施例提供的第一模式切换开关、第二模式切换开关均断开状态下,并网逆变器的工作状态示意图;图11为本发明实施例提供的第一模式切换开关、第二模

式切换开关均闭合状态下,并网逆变器的工作状态示意图;图12为本发明实施例提供的升降型光伏并网逆变器的电路示意图;图13为本发明实施例提供的升降型光伏并网逆变器的检测电路和控制电路的模块结构示意图。参照图10至图13,本发明实施例提供的并网逆变器包括第一模式切换开关;第二模式切换开关;第一逆变电路,包括:第一功率开关S1、第二功率开关S2、第三功率开关S3、第四功率开关S4、第一直流电感L1、第一二极管D1、第二二极管D2、第一平波电容C1,直流电源的正极分别与所述第一平波电容C1的正极、所述第一功率开关S1的第一端、所述第四功率开关S4的第一端连接,所述第一功率开关S1的第二端分别与所述第一直流电感L1的第一端、所述第二二极管D2的阴极相连,所述第一直流电感L1的第二端分别与所述第一二极管D1的阳极、所述第三功率开关S3的第一端连接,所述第一二极管D1的阴极与所述第二功率开关S2的第一端相连,所述第二功率开关S2的第二端分别与所述第六功率开关S6的第一端、滤波电容Cf的一端相连,所述第一平波电容C1的负极与所述第一模式切换开关Sm1的第二端连接,所述第一模式切换开关Sm1的第一端与所述第二模式切换开关Sm2的第一端连接,所述第二模式切换开关Sm2的第二端、所述第四功率开关S4的第二端、所述第二二极管D2的阳极、所述第三功率开关S3的第二端分别与滤波电容Cf的另一端相连;第二逆变电路,包括:第五功率开关S5、第六功率开关S6、第七功率开关S7、第八功率开关S8、第二直流电感L2、第三二极管D3、第四二极管D4、第二平波电容C2,直流电源的负极分别与所述第二平波电容C2的负极、所述第五功率开关S5的第二端、所述第八功率开关S8的第二端相连,所述第五功率开关S5的第一端分别与所述第二直流电感L2的第二端、所述第四二极管D4的阳极相连,所述第二直流电感L2的第一端分别与所述第三二极管D3的阴极、所述第七功率开关S7的第二端连接,所述第三二极管D3的阳极与所述第六功率开关S6的第二端相连,所述第二平波电容C2的正极与所述第一模式切换开关Sm1的第二端连接,所述第二模式切换开关Sm2的第二端、所述第八功率开关S8的第一端、所述第四二极管D4的阴极、所述第七功率开关S7的第一端分别与滤波电容Cf的另一端相连;滤波电容Cf,对所述第一逆变电路001和所述第二逆变电路002输出的交流电进行滤波;检测电路003,检测第一平波电容两端的直流电压、第二平波电容两端的直流电压、电网交流电压、第一直流电感中的电流和第二直流电感中的电流,并将检测到的值反馈给控制电路;控制电路004,根据所述检测电路003检测到的值对当前的工作模式和工作状态做出判断,向所述第一模式切换开关Sm1、所述第二模式切换开关Sm2、第一至第八功率开关的受控端发送开关控制信号,以控制所述第一逆变电路001和所述第二逆变电路002构成的逆变电路工作在降压或者升压的工作状态。

[0041] 当第四、第八功率开关均断开,第一、第二模式切换开关均闭合时,优选地,控制电路004在发送开关控制信号时,还用于根据电路参数确定开关控制信号的占空比。具体地,控制电路004用于根据第一平波电容两端的直流电压 V_{C1} 与第二平波电容两端的直流电压 V_{C2} 进行比较,将其直流电压差送给直流电压均压控制器;直流电压均压控制器的输出结果加上MPPT调节后电压控制环的输出,将两者的和送给电流内环控制器;最后控制电路004根据电流内环控制器的输出结果确定开关控制信号的占空比。

[0042] 本发明实施例中,在确定第一、第二平波电容两端的直流电压之和($V_{C1}+V_{C2}$)低于电网电压峰值的绝对值($|V_{g_peak}|$)时进行以下操作:

[0043] 第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2断开,且在第一、第二平波电容两端的直流电压

之和 ($VC1+VC2$) 高于电网电压瞬时值的绝对值 ($|Vg|$) 时,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二和第八功率开关S2、S8闭合,第三至第七功率开关S3-7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第四和第六功率开关S4、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七和第八功率开关S7、S8断开;在第一、第二平波电容两端的直流电压之和 ($VC1+VC2$) 低于电网电压瞬时值的绝对值 ($|Vg|$),第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在升压状态:在工频正半周内,使第三功率开关S3高频工作,第一、第二和第八功率开关S1、S2、S8闭合,第四至第七功率开关S4-7断开;在工频负半周内,使第七功率开关S7高频工作,第四、第五和第六功率开关S4、S5、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第八功率开关S8断开;或者

[0044] 第四、第八功率开关S4、S8断开,第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2闭合,且在第一、第二平波电容两端的直流电压VC1、VC2分别均高于电网电压瞬时值的绝对值 $|Vg|$ 时,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二功率开关S2闭合,第三、第五至第七功率开关S3、S5、S7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第六功率开关S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七功率开关S7断开;在第一、第二平波电容两端的直流电压VC1、VC2分别均低于电网电压瞬时值的绝对值 $|Vg|$ 时,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在升压状态:在工频正半周内,使第三功率开关S3高频工作,第一、第二功率开关S1、S2闭合,第五至第七功率开关S5-7断开;在工频负半周内,使第七功率开关S7高频工作,第五和第六功率开关S5、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3断开;

[0045] 控制电路在确定第一、第二平波电容两端的直流电压之和 ($VC1+VC2$) 高于电网电压峰值的绝对值 ($|Vg_peak|$),且小于电网电压峰值绝对值的两倍时,进行以下操作:

[0046] 第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2断开,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二和第八功率开关S2、S8闭合,第三至第七功率开关S3-7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第四和第六功率开关S4、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七和第八功率开关S7、S8断开;或者

[0047] 第四、第八功率开关S4、S8断开,第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2闭合,且在第一、第二平波电容两端的直流电压VC1、VC2分别均高于电网电压瞬时值的绝对值 $|Vg|$ 时,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二功率开关S2闭合,第三、第五至第七功率开关S3、S5、S7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第六功率开关S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七功率开关S7断开;在第一、第二平波电容两端的直流电压VC1、VC2分别均低于电网电压瞬时值的绝对值 $|Vg|$ 时,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在升压状态:在工频正半周内,使第三功率开关S3高频工作,第一、第二功率开关S1、S2闭合,第五至第七功率开关S5-7断开;在工频负半周内,使第七功率开关S7高频工作,第五和第六功率开关S5、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3断开;

[0048] 控制电路在确定第一、第二平波电容两端的直流电压之和 ($VC1+VC2$) 高于电网电压峰值绝对值 ($|Vg_peak|$) 的两倍时进行以下操作:

[0049] 第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2断开,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工

作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二和第八功率开关S2、S8闭合,第三至第七功率开关S3-7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第四和第六功率开关S4、S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七和第八功率开关S7、S8断开;或者

[0050] 第四、第八功率开关S4、S8断开,第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2闭合,第一逆变电路001与第二逆变电路002均工作在降压状态:在工频正半周内,使第一功率开关S1高频工作,第二功率开关S2闭合,第三、第五至第七功率开关S3、S5-7断开;在工频负半周内,使第五功率开关S5高频工作,第六功率开关S6闭合,第一至第三功率开关S1-3、第七功率开关S7断开。

[0051] 本发明实施例中的并网逆变器包括第三电感Lg,第三电感Lg的一端与滤波电容Cf的一端相连,第三电感Lg的另一端与电网的一端相连,并且电网的另一端与滤波电容Cf的另一端相连。

[0052] 本发明实施例中,第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2,第一至第八功率开关S1-8为MOS型场效应管(MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)或集成门极换流晶闸管(IGCT)。优选地,第一、第二模式切换开关Sm1、Sm2,第一至第八功率开关S1-8均采用N沟道MOS型场效应管(MOSFET)。通过采用MOS型场效应管作为开关器件,可以进一步降低导通损耗。

[0053] 本发明实施例中,第一二极管D1和第二功率开关S2的物理位置,第三二极管D3和第六功率开关S6的物理位置可以互换。第一二极管D1和第二功率开关S2集成为整体,第三二极管D3和第六功率开关S6集成为整体,可以由逆阻型绝缘栅双极型晶体管替换,以进一步减少器件的个数。第二二极管D2和第四二极管D4由MOS型场效应管(MOSFET)、绝缘栅双极型晶体管(IGBT)或集成门极换流晶闸管(IGCT)替代,例如采用N沟道MOS型场效应管代替,以进一步降低导通损耗。

[0054] 本发明实施例中本发明实施例中第一模式切换开关Sm1和第二模式切换开关Sm2的物理位置可以互换,同时第一模式切换开关Sm1和第二模式切换开关Sm2可以由一个不带反并联二极管的绝缘栅双极型晶体管替换。以进一步减少器件的个数。

[0055] 综上所述,本发明的光伏并网逆变器在任何时刻只有一个开关管工作在高频状态,其中第四功率开关和第八功率开关为工频开关,第一模式切换开关和第二模式切换开关为两个同时断开或者同时闭合的低频开关,开关损耗低;在高输入直流电压工况下,本发明的并网逆变器可以选择断开第四、第八功率开关,闭合第一、第二模式切换开关,两个平波电容在工频正负半周分别给负载提供功率,降低器件两端电压,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;在低输入直流电压工况下,本发明的并网逆变器可以选择断开第一、第二模式切换开关,两个平波电容串联同时给负载提供功率,使器件工作在安全高效的状态,以提高逆变器系统的效率和可靠性;本发明工作在降压状态时的等效电路相当于Buck电路,工作在升压状态时的等效电路相当于Boost电路,具有功率转换效率高、适应输入直流电压变化范围大、实用性强等优点。

[0056] 显然,本领域的技术人员可以对本发明进行各种改动和变形而不脱离本发明的精神和范围。这样,倘若本发明的这些修改和变型属于本发明权利要求及其等同技术的范围之内,则本发明也意图包含这些改动和变型在内。

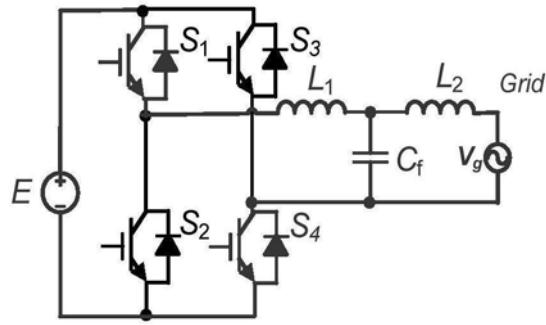


图1

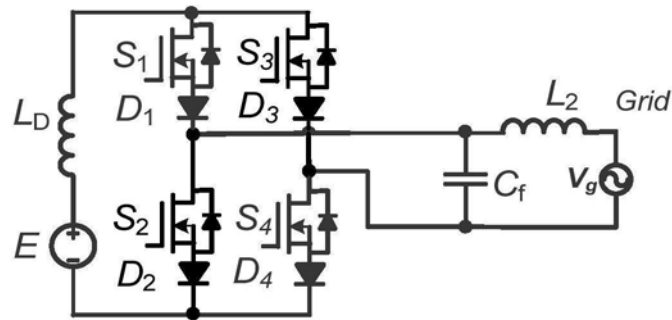


图2

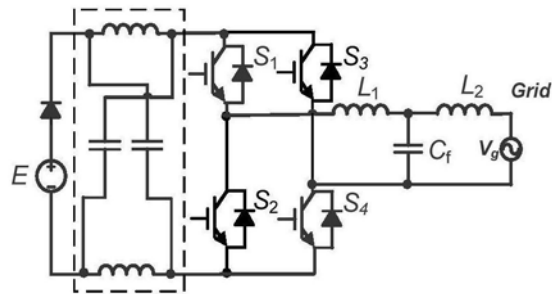


图3

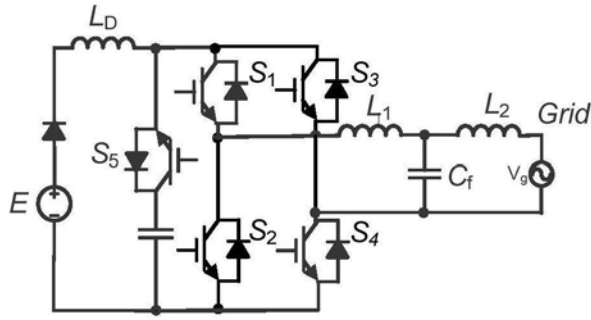


图4

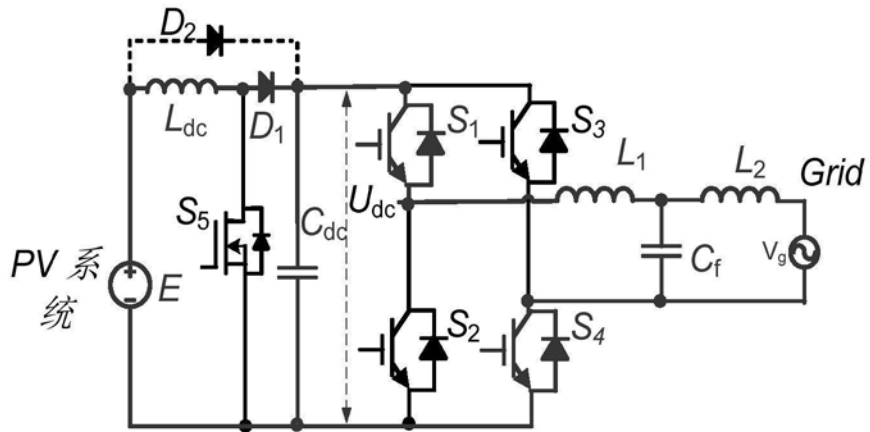


图5

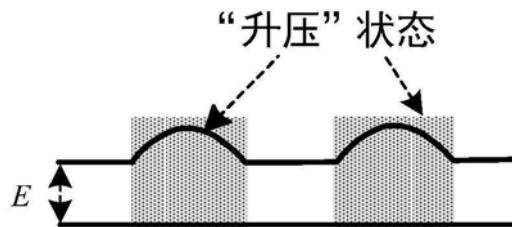


图6

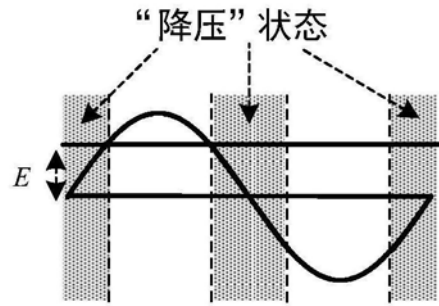


图7

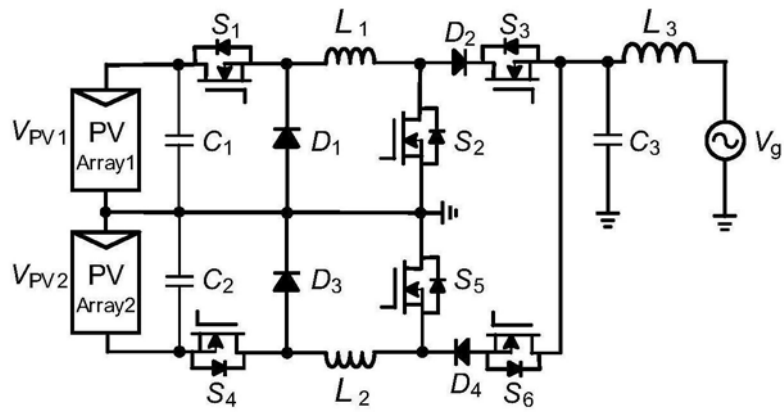


图8

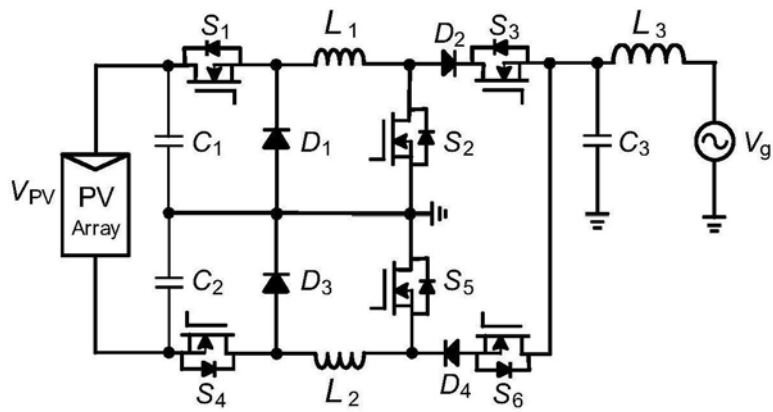


图9

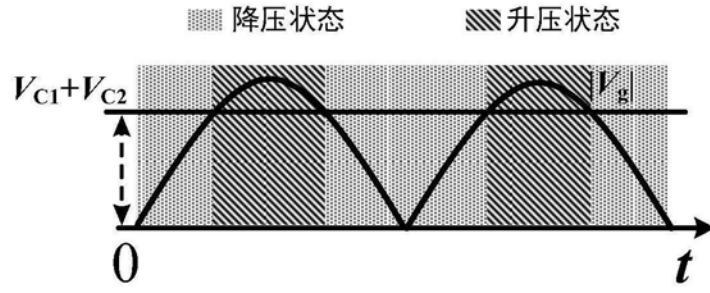


图10

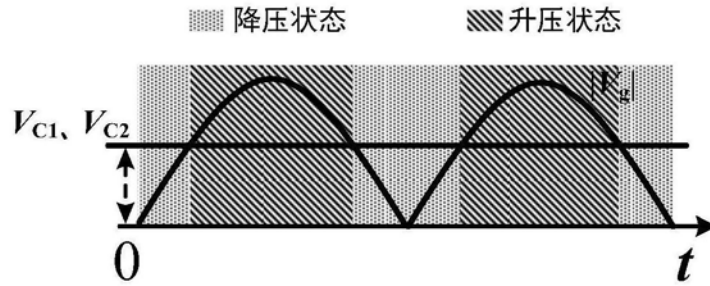


图11

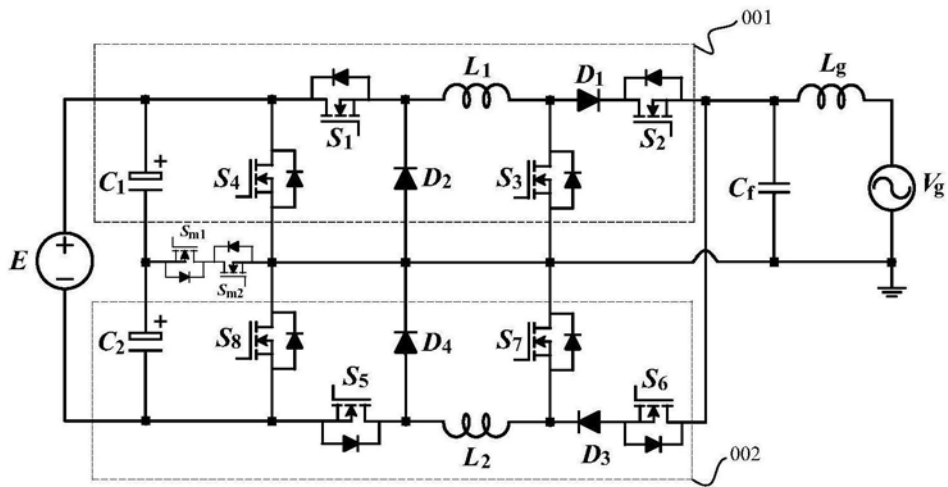


图12

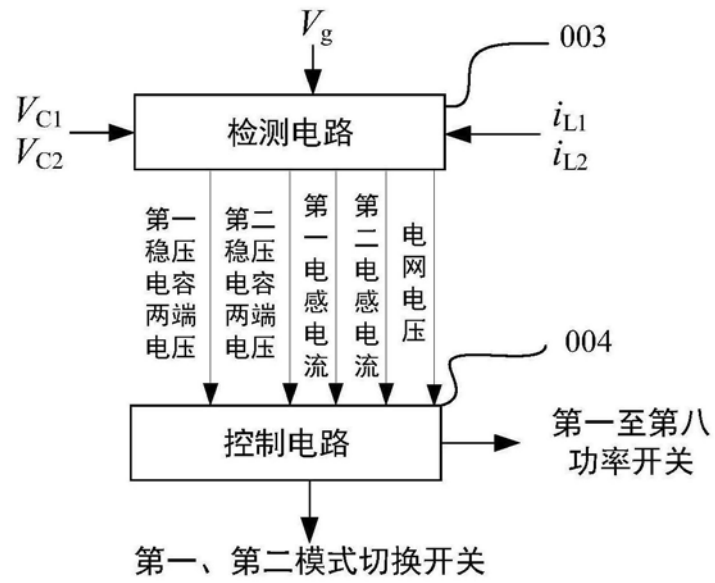


图13