



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 103117650 A

(43) 申请公布日 2013. 05. 22

(21) 申请号 201310027995. 6

(22) 申请日 2013. 01. 24

(71) 申请人 东南大学

地址 210096 江苏省南京市四牌楼 2 号

(72) 发明人 梅军 郑建勇 邓凯 孙博 梅飞

付广旭

(74) 专利代理机构 南京苏高专利商标事务所

(普通合伙) 32204

代理人 柏尚春

(51) Int. Cl.

H02M 1/36 (2007. 01)

H02M 7/44 (2006. 01)

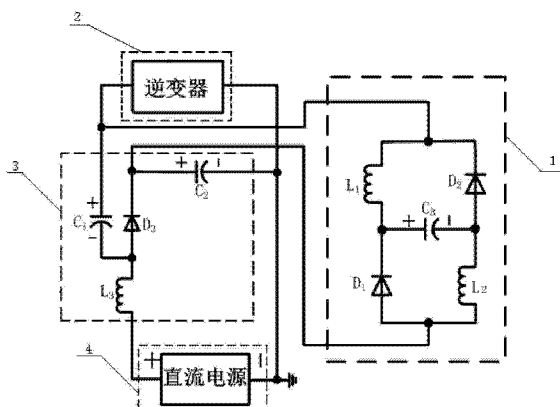
权利要求书1页 说明书3页 附图2页

(54) 发明名称

一种准 Z 源逆变器

(57) 摘要

本发明公开了一种准 z 源逆变器,包括直流电源、逆变器、开关电感组和附属电路,其中,直流电路、逆变器、开关电感组和附属电路相互连接。本发明不仅可以在逆变前不需要 DC-DC 升压电路,实现直流侧电压的任意比例的升降压,而且在可靠性和效率方面有较好的效果,比一般的阻抗网络型逆变器具有更高的升降压倍数,在系统启动时不会对电解电容造成冲击,可以实现软启动特性。具有升压高、稳定、体积小、效率高等优点。



1. 一种准 Z 源逆变器,其特征在于:包括直流电源、逆变器、开关电感组和附属电路,其中,所述开关电感组包括第一二极管、第二二极管、第一电感和第二电感和第三电解电容,所述第一二极管的一端与分别与所述第一电感的一端和第三电解电容的正极连接,所述第二电感的一端分别和所述第二二极管的一端和第三电解电容的负极连接,第一二极管的另一端与第二电感的另一端连接,第一电感的另一端与第二二极管的另一端连接;所述附属电路包括第一电解电容、第二电解电容、第三电感和第三二极管,其中,所述第三电感的一端分别与第一电解电容的负极和第三二极管的一端连接,第三二极管的另一端分别与第二电解电容的正极和第一二极管的另一端连接;所述逆变器的一端分别与第一电解电容的正极与第一电感的另一端连接,逆变器的另一端与第二电解电容的正极连接,所述直流电源的正极与第三电感的另一端连接,直流电源的负极与第二电解电容的负极连接,并接地。

2. 根据权利要求 1 所述一种准 Z 源逆变器,其特征在于:所述直流电源为光伏电池板、燃料电池或直流稳压源。

3. 根据权利要求 1 所述一种准 Z 源逆变器,其特征在于:所述逆变器为单项逆变器、三相逆变器、独立逆变器或并网逆变器。

4. 根据权利要求 1 所述一种准 Z 源逆变器,其特征在于:所述第一电感、第二电感和第三电感的电感值相等。

5. 根据权利要求 1 所述一种准 Z 源逆变器,其特征在于:所述第一电解电容、第二电解电容和第三电解电容的电容值相等。

一种准 Z 源逆变器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种逆变器,特别涉及一种准 Z 源逆变器。

背景技术

[0002] 随着现代高性能数字处理技术的突飞猛进以及功率开关器件制造技术的日趋成熟,电力电子技术正在以前所未有的速度迅猛发展,作为核心技术之一的逆变技术在工业生产、日常生活、军工制造等方面有着广泛的应用。在能源日益枯竭的今天,光伏太阳能等新能源发电正成为各国争相竞争的科技制高点,而逆变技术正式整个系统的核心。逆变器的能效性、安全可靠、可操性关乎着系统的安全运行和经济效益,因而研制高效、节能、安全、可靠的逆变器,对于新能源并网发电的发展,推进国家能源战略具有不可估量的重大意义。

[0003] 对于逆变器的研究,目前多集中在其拓扑结构与控制策略的改进方面,而可靠性的解决多是在逆变器中增加缓冲电路,但这必将增加整个系统的损耗,降低逆变器的效率。不仅如此,传统逆变器无法单级实现直流电源的升降压与逆变,需增加前级 DC-DC 环节,从而使系统变得复杂。因此,研究高可靠性、高效率、结构简单的新型逆变器具有非常现实的意义,也是目前逆变技术发展的重要方向之一。

发明内容

[0004] 发明目的:针对上述现有技术存在的传统逆变器无法单级实现直流电源的升降压与逆变的问题和不足,本发明的目的是提供一种准 Z 源逆变器。

[0005] 技术方案:为实现上述发明目的,本发明采用的技术方案为一种准 Z 源逆变器,包括直流电源、逆变器、开关电感组和附属电路,其中,所述开关电感组包括第一二极管、第二二极管、第一电感和第二电感和第三电解电容,所述第一二极管的一端与分别与所述第一电感的一端和第三电解电容的正极连接,所述第二电感的一端分别和所述第二二极管的一端和第三电解电容的负极连接,第一二极管的另一端与第二电感的另一端连接,第一电感的另一端与第二二极管的另一端连接;所述附属电路包括第一电解电容、第二电解电容、第三电感和第三二极管,其中,所述第三电感的一端分别与第一电解电容的负极和第三二极管的一端连接,第三二极管的另一端分别与第二电解电容的正极和第一二极管的另一端连接;所述逆变器的一端分别与第一电解电容的正极与第一电感的另一端连接,逆变器的另一端与第二电解电容的正极连接,所述直流电源的正极与第三电感的另一端连接,直流电源的负极与第二电解电容的负极连接,并接地。

[0006] 其中,直流电源为光伏电池板、燃料电池或直流稳压源。

[0007] 进一步,逆变器为单项逆变器、三相逆变器、独立逆变器或并网逆变器。

[0008] 进一步,第一电感、第二电感和第三电感的电感值相等。

[0009] 进一步,第一电解电容、第二电解电容和第三电解电容的电容值相等。

[0010] 有益效果:本发明与现有技术相比,不仅可以在逆变前不需要 DC-DC 升压电路,实

现直流侧电压的任意比例的升降压,而且在可靠性和效率方面有较好的效果,比一般的阻抗网络型逆变器具有更高的升降压倍数,在系统启动时不会对电容造成冲击,可以实现软启动特性。具有升压高、稳定、体积小、效率高等优点。

附图说明

- [0011] 图 1 为本发明的准 z 源逆变器的电路结构图；
 [0012] 图 2 为本发明中开关电感组在直通状态下的等效电路图；
 [0013] 图 3 为本发明中开关电感组在非直通状态下的等效电路图。

具体实施方式

[0014] 下面结合附图和具体实施例,进一步阐明本发明,应理解这些实施例仅用于说明本发明而并不用于限制本发明的范围,在阅读了本发明之后,本领域技术人员对本发明的各种等价形式的修改均落于本申请所附权利要求所限定的范围。

[0015] 如图 1 所示,本发明主要由开关电感组 1、逆变器 2、附属电路 3 和直流电源 4 组成,开关电感组 1 包括第一二极管 D_1 、第二二极管 D_2 、第一电感 L_1 和第二电感 L_2 和第三电解电容 C_3 ,第一二极管 D_1 的一端与分别与所述第一电感 L_1 的一端和第三电解电容 C_3 的正极连接,第二电感 L_2 的一端分别和第二二极管 D_2 的一端和第三电解电容 C_3 的负极连接,第一二极管 D_1 的另一端与第二电感 L_2 的另一端连接,第一电感 L_1 的另一端与第二二极管 D_2 的另一端连接;附属电路 3 包括第一电解电容 C_1 、第二电解电容 C_2 、第三电感 L_3 和第三二极管 D_3 ,其中,所述第三电感 L_3 的一端分别与第一电解电容 C_1 的负极和第三二极管 D_3 的一端连接,第三二极管 D_3 的另一端分别与第二电解电容 C_2 的正极和第一二极管 D_1 的另一端连接;逆变器 2 的一端分别与第一电解电容 C_1 的正极与第一电感 L_1 的另一端连接,逆变器 2 的另一端与第二电解电容 C_2 的负极连接,所述直流电源 4 的正极与第三电感 L_2 的另一端连接,直流电源 4 的负极与第二电解电容 C_2 的负极连接,并接地。

[0016] 其中,3 个电感 L_1 、 L_2 、 L_3 的电感值是相等的,3 个电解电容 C_1 、 C_2 、 C_3 的电容值是相等的,即阻抗网络具有对称性。

[0017] 如图 2 所示,当所述逆变器任意相上下桥臂可控开关同时导通时,二极管 D_3 处于关断状态,二极管 D_1 和二极管 D_2 处于导通状态,此时所述准 z 源逆变器处于直通状态。

[0018] 逆变器工作于直通状态,此时逆变器短路相当于一根导线,二极管 D_1 、 D_2 处于导通状态,二极管 D_3 处于阻断状态。电解电容 C_3 、 C_2 处于放电释能状态,电感 L_1 、 L_2 处于并联充电储能状态,电解电容 C_1 和直流电压源为电感 L_3 充电储能。假设逆变器开关器件开关周期为 T ,直通状态时间为 T_a ,而且 $T_a/T=D$, D 即为直通时间占整个开关周期的百分比,即为直通占空比。根据等效电路图,由对称性可以得出此时的电路方程如下:

$$[0019] \quad V_s + V_{C1} = V_{L3}$$

$$[0020] \quad V_{L1} = V_{C2} = V_{C3} = V_{L2} \quad (1)$$

[0021] 式中, V 表示各元器件电压, V_{L1} 表示电感 L_1 两端电压, V_{L2} 表示电感 L_2 两端电压, V_{L3} 表示电感 L_3 两端电压, V_{C1} 表示电解电容 C_1 两端电压, V_{C2} 表示电解电容 C_2 两端电压, V_{C3} 表示电解电容 C_3 两端电压, V_s 表示直流电源两端电压。

[0022] 如图 3 所示,当逆变器正常工作时,所述二极管 D_3 处于导通状态,二极管 D_1 和所

述极管 D2 处于断开状态,此时本发明准 z 源逆变器处于非直通状态。

[0023] 逆变器工作于非直通状态,此时逆变器相当于电压源 V_{PN} ,所述二极管 D3 处于导通状态,所述二极管 D1 和所述极管 D2 处于断开状态,此时所述准 z 源逆变器处于非直通状态。电解电容 C3 处于充电储能状态,电感 L1、L2 处于串联放电释能状态,电感 L3、直流电压源为电解电容 C1、C2 充电储能。根据等效电路图,由对称性可以得到如下电路方程:

$$[0024] \quad V_s + V_{L3} = V_{C2}$$

$$[0025] \quad V_{C1} = V_{L1} = V_{L2} = V_{C3} \quad (2)$$

$$[0026] \quad V_{PN} = V_{C1} + V_{C2}$$

[0027] 式中, V 表示各元器件电压, V_{L1} 表示电感 L1 两端电压, V_{L2} 表示电感 L2 两端电压, V_{L3} 表示电感 L3 两端电压, V_{C1} 表示电解电容 C1 两端电压, V_{C2} 表示电解电容 C2 两端电压, V_{C3} 表示电解电容 C3 两端电压, V_s 表示直流电压源两端电压, V_{PN} 表示相应于逆变器的电压源电压。

[0028] 根据公式 (1) (2) 并由电感在一个开关周期内的伏秒平衡原理,即电感两端的电压在一个开关周期内的积分为零的特性,可以推出如下式:

$$[0029] \quad DT(V_s + V_{C1}) = (1-D)T(V_{C2} - V_s)$$

$$[0030] \quad DTVC3 = \frac{1}{2}(VC1 - VC3)(1-D)T \quad (3)$$

[0031] 由公式 (3) 可以推出如下式:

$$[0032] \quad V_{PN} = \frac{2}{1-3D}V_s \quad (4)$$

[0033] 从式 (4) 可以看出,当直通占空比 $D < 1/3$ 时,加在逆变器两端的电压 V_{PN} 与直流侧电压 V_s 成反比例关系,极大地实现了直流侧电压的升压功能,再与逆变器的调制系数相配合就可以实现交流输出的任意倍数的升降压,可以控制直通占空比从零逐渐地增加,相应地电解电容上的电压也从零开始逐渐地增加,所以在启动时电解电容上的电压不会突增,即可实现软启动性能。

[0034] 以上所述仅为本发明示意性的具体实施例,并非用以限定本发明的实用范围。任何本领域的技术人员,在不脱离本发明的构思和原理的前提下所作出的等同变化与修改,均应属于本发明保护的范围。

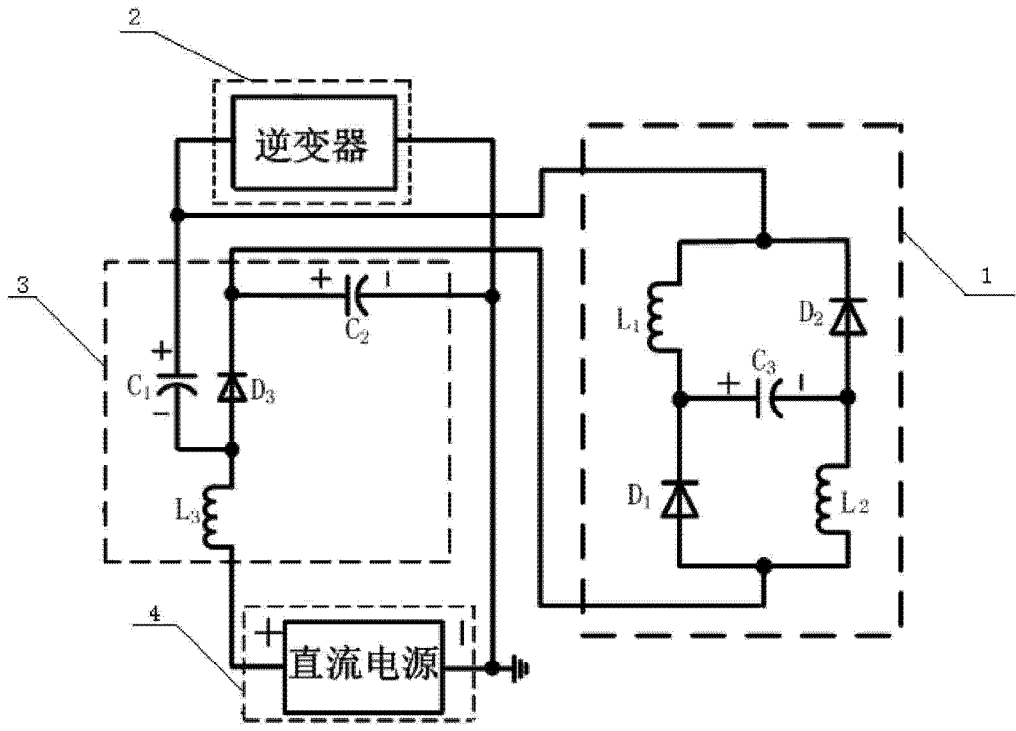


图 1

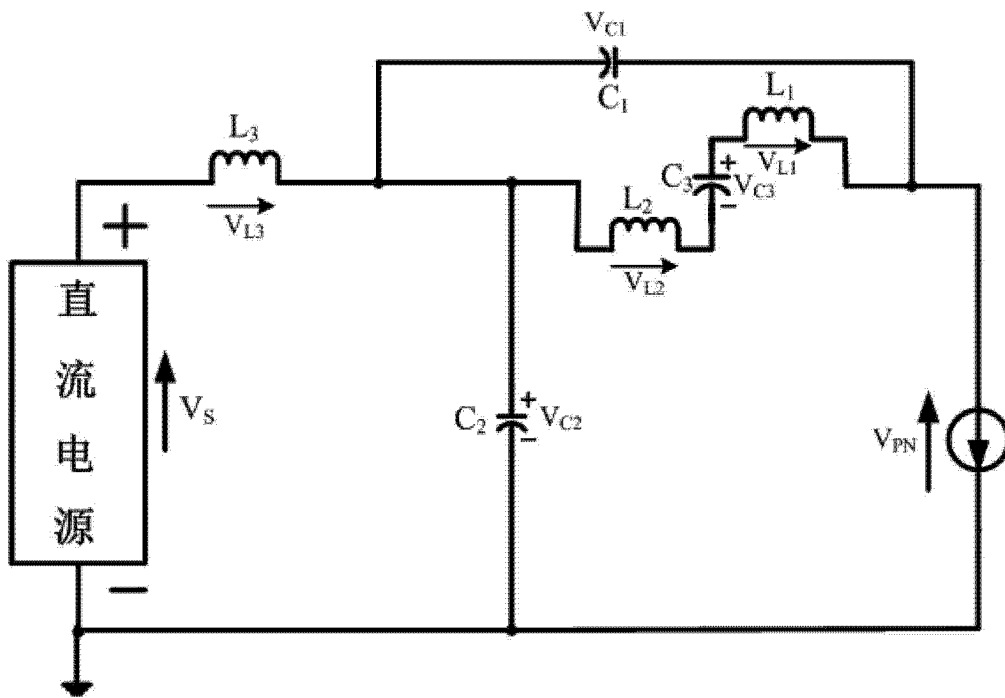


图 2

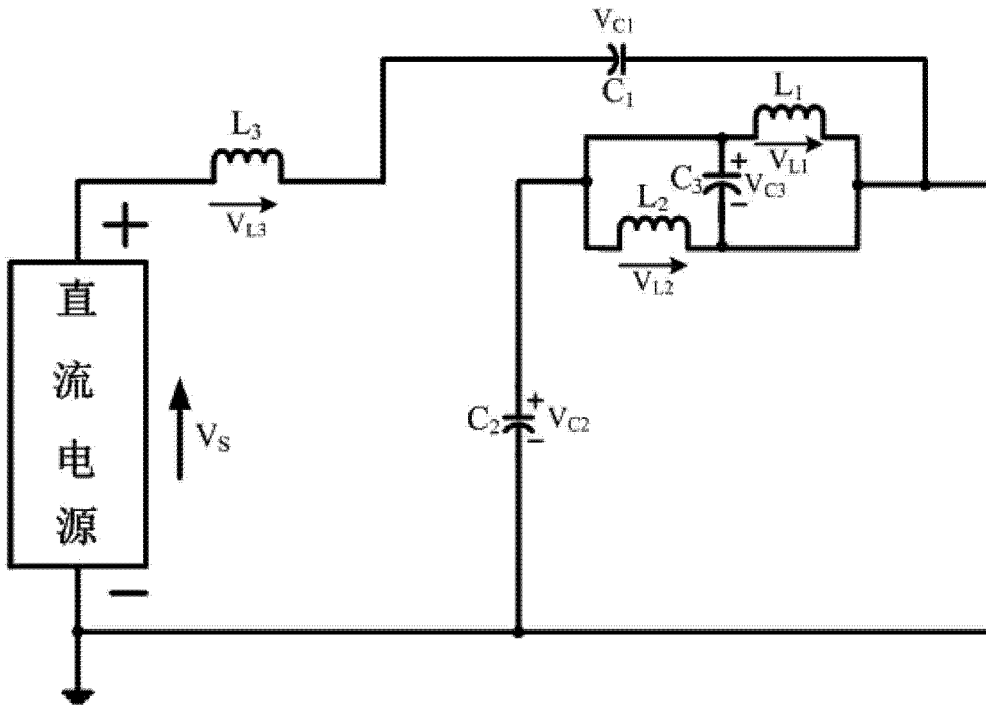


图 3