



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 105162350 A

(43) 申请公布日 2015. 12. 16

(21) 申请号 201510467853. 0

H02J 3/38(2006. 01)

(22) 申请日 2015. 08. 03

(71) 申请人 中南大学

地址 410083 湖南省长沙市岳麓区麓山南路
932 号

(72) 发明人 杨建 刘兴艳 董密 孙尧 栗梅

(74) 专利代理机构 长沙市融智专利事务所
43114

代理人 黄美成

(51) Int. Cl.

H02M 7/5387(2007. 01)

H02M 3/335(2006. 01)

H02M 1/12(2006. 01)

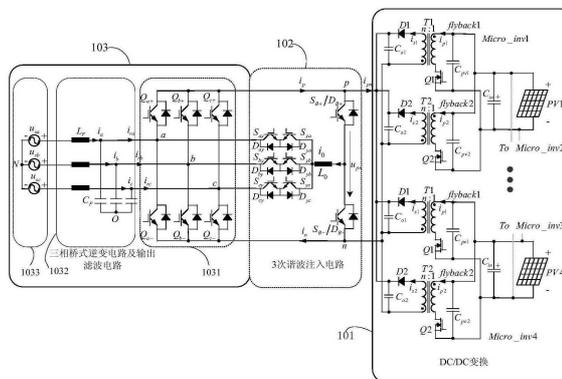
权利要求书3页 说明书10页 附图4页

(54) 发明名称

一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法,包括前级为微逆变器的DC-DC变换模块,用于传输光伏组件输出的电能和对光伏组件最大功率点的跟踪;中间级为准3次谐波注入电路,用于将前级电路输出的六脉波直流电流逆变后与该电路输出的准三角波电流相结合得到符合并网条件的交流电流注入电网;后级为三相桥式逆变电路、滤波电路及电网,用于对功率优化模块输出的电流进行逆变,与准三次谐波电路输出的准三角波电流合成后通过滤波电路滤波,最后注入电网。本发明还提出了分析设计准3次谐波注入电感、提取准3次谐波注入电流参考信号及其控制的方法。这种新型的三相微逆变器拓扑具有结构简单、转换效率高、体积足够小的特点。



1. 一种高效率宽负载范围的三相微逆变器,其特征在于,包括依次相连的前级模块(101)、中间级模块(102)以及后级模块(103);

所述前级模块为光伏功率优化模块,用于传输光伏组件输出的电能和对光伏组件最大功率点的跟踪;

所述中间级模块为准3次谐波注入电路,用于输出准3次谐波注入电流;

所述后级模块(103)包括依次相连的三相桥式逆变电路(1031)、三相滤波电路(1032)及电网(1033),用于对光伏功率优化模块输出的电流进行逆变后与准3次谐波电路输出的准3次谐波注入电流合成,再将合成电流通过滤波电路滤波后,注入电网。

2. 根据权利要求1所述的高效率宽负载范围的三相微逆变器,其特征在于,所述前级模块(101)包括多个并联的DC/DC变换模块,每个DC/DC变换模块的功率大小与光伏组件相匹配;

每个DC/DC变换模块包括光伏电池板、直流侧电容 C_{in} 及交错反激变换电路;

直流侧电容 C_{in} 与光伏电池板并联,用于稳定光伏电池电压;

交错反激变换电路包括第一去耦电容 C_{pv1} 、第二去耦电容 C_{pv2} 、第一变压器T1、第二变压器T2、第一功率MOSFET管 Q_1 、第二功率MOSFET管 Q_2 、第一电力二极管 D_1 、第二电力二极管 D_2 、第一反激输出电容 C_{o1} 和第二反激输出电容 C_{o2} ;

第一去耦电容 C_{pv1} 并联于第一功率MOSFET管 Q_1 的S极和第一变压器的原边的一端之间;

第二去耦电容 C_{pv2} 并联于第二MOSFET管 Q_2 的S极和第二变压器原边的一端之间;

第一变压器原边和第二变压器原边的一端与光伏电池板的正极相连,第一功率MOSFET管 Q_1 、第二功率MOSFET管 Q_2 的S极均与光伏电池板的负极相连;第一功率MOSFET管 Q_1 的D极与第一变压器的原边的另一端相连,第二功率MOSFET管 Q_2 的D极与第二变压器的原边的另一端相连;

第一变压器和第二变压器的副边一端分别与电力二极管D1和D2的正极相连;

第一反激输出电容 C_{o1} 并联于电力二极管D1的负极和第一变压器的另一端之间;第二反激输出电容 C_{o2} 并联于电力二极管D2的负极和第二变压器的另一端之间。

3. 根据权利要求1所述高效率宽负载范围的三相微逆变器,其特征在于,所述准3次谐波注入电路(102)包括双buck半桥电路和三个双向开关;

双buck半桥电路包括IGBT开关管 S_{B+} 、IGBT开关管 S_{B-} 以及谐波注入电感 L_0 ;

IGBT开关管 S_{B+} 的S极和IGBT开关管 S_{B-} 的D极相连接,IGBT开关管 S_{B+} 的D极与直流母线正极相连,IGBT开关管 S_{B-} 的S极与直流母线负极相连;

谐波注入电感 L_0 的一端与IGBT开关管 S_{B+} 的S极相连接,谐波注入电感 L_0 的另一端与三个双向开关的一端相连接;三个双向开关的另一端分别与三相滤波电路的A、B、C相滤波电路输入端相连。

4. 根据权利要求1所述高效率宽负载范围的三相微逆变器,其特征在于,所述三相桥式逆变电路(1031)包括上桥臂和下桥臂,上桥臂包括IGBT开关管 Q_{a+} 、IGBT开关管 Q_{b+} 和IGBT开关管 Q_{c+} ,下桥臂包括IGBT开关管 Q_{a-} 、IGBT开关管 Q_{b-} 和IGBT开关管 Q_{c-} ;

上桥臂三个IGBT开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的D极均与直流母线正极相连,上桥臂三个IGBT开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的S极分别与下桥臂3个IGBT开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的D极相连,下桥臂3

个 IGBT 开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的 S 极均与直流母线负极相连；

IGBT 开关管开关 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 S 极分别三相滤波电路的 A、B、C 相滤波电路输入端相连。

5. 一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法, 其特征在于, 采用权利要求 1-4 任一项所述的一种高效率宽负载范围的三相微逆变器, 包括以下步骤:

步骤 1: 采集三相微逆变器工作过程中的数据;

所述三相微逆变器工作过程中的数据包括每个 DC/DC 模块光伏电池电压 v_{pv} , 交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 中间级模块中直流母线电压 u_{pn} , 准 3 次谐波注入电路中流过谐波注入电感 L_0 的准 3 次谐波注入电流 i_0 , 三相滤波电路的各相滤波电容两端的电压 u_{F_a} 、 u_{F_b} 、 u_{F_c} ;

步骤 2: 对采集到的电压 u_{F_a} 、 u_{F_b} 、 u_{F_c} 经锁相环进行锁相, 得到锁相角 θ , 根据锁相角 θ 确定所在扇区, 从而控制三相桥式逆变电路和三个双向开关中各个开关管的导通与关断;

步骤 3: 对每个 DC/DC 模块采集到的光伏电池电压 v_{pv} 和交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 采用 MPPT 算法中的扰动观察法来确定交错反激变换电路中第一功率 MOSFET 管 Q_1 的占空比, 第一功率 MOSFET 管 Q_1 和第二功率 MOSFET 管 Q_2 的占空比互补;

步骤 4: 获取准 3 次谐波注入电流参考值;

首先, 令采集到的 A 相滤波电容电压 u_{F_a} 通过带通滤波器得到 5 次谐波电压 u_{h5} ;

其次, 将 u_{h5} 再与 $\sin(5\theta)$ 相乘后通过低通滤波器得到 $U_5\sin(\phi_{u5})$, 并将 $U_5\sin(\phi_{u5})$ 作为 PI 调节器的输入, PI 调节器的输出为并网的参考输出功率值 P^* ;

最终, 依据以下公式计算获得 i_0^* :

$$i_0^* = -\frac{2P^*}{3U_{im}} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) - I_{qm} \sin\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

其中, I_{qm} 为三相并网侧无功电流分量, $I_{qm} = \frac{2P}{3U_{im}} \tan\varphi$, φ 为电网的功率因数角, 由需求决定, U_{im} 为所并电网电压的幅值, ω_i 为所并电网的角频率;

步骤 5: 依据步骤 4 得到的准 3 次谐波注入电流参考值 i_0^* 与采样得到的 i_0 间的差值 Δi_0 对 IGBT 开关管 S_{B+} 的占空比进行 PI 调节, 得到双 buck 电路中 IGBT 开关管 S_{B+} 的动态占空比。

6. 根据权利要求 5 所述的一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法, 其特征在于, 在准 3 次谐波注入电流控制器的输出端叠加前馈项 k ;

$$\text{其中, } k = \frac{u_{mid} - u_{min}}{u_{max} - u_{min}};$$

$$u_{max} = \max(u_{F_a}, u_{F_b}, u_{F_c}), u_{mid} = \text{mid}(u_{F_a}, u_{F_b}, u_{F_c}), u_{min} = \min(u_{F_a}, u_{F_b}, u_{F_c}).$$

7. 根据权利要求 5 所述的一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法, 其特征在于, 所述扇区是指按照电网侧三相电压瞬时值的大小关系在时域上将一个电网周期分为六个扇区, 具体的划分规则为:

$u_a > u_b > u_c$ 的区间设定为扇区 I, $u_b > u_a > u_c$ 的区间设定为扇区 II;

$u_b > u_c > u_a$ 的区间设定为扇区 III, $u_c > u_b > u_a$ 的区间设定为扇区 IV; $u_c > u_a > u_b$ 的区间设定为扇区 V, $u_a > u_c > u_b$ 的区间设定为扇区 VI;

对于三相桥式逆变电路的开关切换,同一桥壁上下两开关管不能同时导通,在任意时刻只有两个开关管可以同时导通,每个扇区中上桥臂 3 个开关 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最大的那个开关,以及下桥臂 3 个开关 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最小的那个开关一直导通,剩下的 4 个开关一直关断。

一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法

技术领域

[0001] 本发明涉及一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法。

背景技术

[0002] 随着传统一次能源的过度消耗和人们对电力需求的持续增长,可再生新能源的利用越来越重要。光伏发电由于其清洁对环境无污染,取之不尽且使用不受地域限制等优势而得到迅速发展。

[0003] 目前,光伏并网逆变器主要有集中式逆变器、串式逆变器和微逆变器三类。在 150W 到 300W 的小功率区间范围内,微逆变器具有效率高,安装方便,系统扩展灵活等优势在居民,商业区的分布式光伏发电领域得到越来越多的应用。目前单相光伏并网微逆变器的电路拓扑主要包括三种,分别是双路 flyback 电路交错并联加工频换相,带中央抽头高频变压器的反激电路加工频调制的换向开关管以及推挽式 DC/DC 变换器加传统单相全控桥 PWM 逆变器。

[0004] 尽管单相微逆有一定的优势,但也有不可避免的问题。由于单相微逆变器输出功率含有二次工频脉动,使得光伏组件不能时刻跟踪到最大功率点,降低了光伏组件的利用率,而且需要功率解耦电路来解决瞬时输入输出功率的不匹配问题。由于实现简单,电解电容并联在光伏组件侧完成功率解耦是被普遍应用的方案,但是大电解电容通常使用寿命有限,从而限制了单相微逆变器的使用寿命。此外,单项微逆变器进行并网运行基本应用在商业或居民用电领域,容易造成电网电流三相不平衡。

[0005] 三相微逆变器在输出功率方面不存在单相微逆变器的功率匹配问题,对称三相交流电路的瞬时功率就等于平均功率,即通常所说的瞬时功率平衡,因此三相微逆变器不需要电解电容来进行功率解耦,其可靠性和使用寿命相对单相微逆变器都有显著提高。目前三相微逆变器主拓扑架构一般为半桥三相逆变器。三个单相微逆变器分别和 A, B, C 三相进行并网组合为三相微逆变器也是一种方法,但为了实现功率平衡,一些微逆变器的利用率可能会受到限制,因此需提出一种高效率的新型三相微逆变器及其控制方法,降低功率损耗,提高微逆变器的工作效率。

发明内容

[0006] 本发明提出一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法,目的在于,改善现有技术的不足,通过控制准 3 次谐波注入电流,保证三相并网电流的正弦对称性以及功率因数的可控性。

[0007] 一种高效率宽负载范围的三相微逆变器,包括依次相连的前级模块 101、中间级模块 102 以及后级模块 103 ;

[0008] 所述前级模块为光伏功率优化模块,用于传输光伏组件输出的电能和对光伏组件最大功率点的跟踪 ;

[0009] 所述中间级模块为准 3 次谐波注入电路,用于输出准 3 次谐波注入电流 ;

- [0010] 【所述准 3 次谐波注入电流即为准三角波电流；】
- [0011] 所述后级模块 103 包括依次相连的三相桥式逆变电路 1031、三相滤波电路 1032 及电网 1033, 用于对光伏功率优化模块输出的电流进行逆变后与准 3 次谐波电路输出的准 3 次谐波注入电流合成, 再将合成电流通过滤波电路滤波后, 注入电网。
- [0012] 所述前级模块 101 包括多个并联的 DC/DC 变换模块, 每个 DC/DC 变换模块的功率大小与光伏组件相匹配；
- [0013] 【根据要求输出的并网功率及每个 DC/DC 模块输出的功率可以计算出 DC/DC 变换模块的个数；】
- [0014] 每个 DC/DC 变换模块包括光伏电池板、直流侧电容 C_{in} 及交错反激变换电路；
- [0015] 直流侧电容 C_{in} 与光伏电池板并联, 用于稳定光伏电池电压；
- [0016] 交错反激变换电路包括第一去耦电容 C_{pv1} 、第二去耦电容 C_{pv2} 、第一变压器 T1、第二变压器 T2、第一功率 MOSFET 管 Q_1 、第二功率 MOSFET 管 Q_2 、第一电力二极管 D_1 、第二电力二极管 D_2 、第一反激输出电容 C_{o1} 和第二反激输出电容 C_{o2} ；
- [0017] 第一去耦电容 C_{pv1} 并联于第一功率 MOSFET 管 Q_1 的 S 极和第一变压器的原边的一端之间；
- [0018] 第二去耦电容 C_{pv2} 并联于第二 MOSFET 管 Q_2 的 S 极和第二变压器原边的一端之间；
- [0019] 第一变压器原边和第二变压器原边的一端与光伏电池板的正极相连, 第一功率 MOSFET 管 Q_1 、第二功率 MOSFET 管 Q_2 的 S 极均与光伏电池板的负极相连；第一功率 MOSFET 管 Q_1 的 D 极与第一变压器的原边的另一端相连, 第二功率 MOSFET 管 Q_2 的 D 极与第二变压器的原边的另一端相连；
- [0020] 第一变压器和第二变压器的副边一端分别与电力二极管 D1 和 D2 的正极相连；
- [0021] 第一反激输出电容 C_{o1} 并联于电力二极管 D1 的负极和第一变压器的另一端之间；第二反激输出电容 C_{o2} 并联于电力二极管 D2 的负极和第二变压器的另一端之间。
- [0022] 所述准 3 次谐波注入电路 102 包括双 buck 半桥电路和三个双向开关；
- [0023] 双 buck 半桥电路包括 IGBT 开关管 S_{B+} 、IGBT 开关管 S_{B-} 以及谐波注入电感 L_0 ；
- [0024] IGBT 开关管 S_{B+} 的 S 极和 IGBT 开关管 S_{B-} 的 D 极相连接, IGBT 开关管 S_{B+} 的 D 极与直流母线正极相连, IGBT 开关管 S_{B-} 的 S 极与直流母线负极相连；
- [0025] 谐波注入电感 L_0 的一端与 IGBT 开关管 S_{B+} 的 S 极相连接, 谐波注入电感 L_0 的另一端与三个双向开关的一端相连接；三个双向开关的另一端分别与三相滤波电路的 A、B、C 相滤波电路输入端相连。
- [0026] 所述三相桥式逆变电路 1031 包括上桥臂和下桥臂, 上桥臂包括 IGBT 开关管 Q_{a+} 、IGBT 开关管 Q_{b+} 和 IGBT 开关管 Q_{c+} , 下桥臂包括 IGBT 开关管 Q_{a-} 、IGBT 开关管 Q_{b-} 和 IGBT 开关管 Q_{c-} ；
- [0027] 上桥臂三个 IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 D 极均与直流母线正极相连, 上桥臂三个 IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 S 极分别与下桥臂 3 个 IGBT 开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的 D 极相连, 下桥臂 3 个 IGBT 开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的 S 极均与直流母线负极相连；
- [0028] IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 S 极分别三相滤波电路的 A、B、C 相滤波电路输入端相连。
- [0029] 一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法, 采用所述的一种高效率宽负

载范围的三相微逆变器,包括以下步骤:

[0030] 步骤 1:采集三相微逆变器工作过程中的数据;

[0031] 所述三相微逆变器工作过程中的数据包括每个 DC/DC 模块光伏电池电压 v_{pv} , 交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 中间级模块中直流母线电压 u_{pn} , 准 3 次谐波注入电路中流过谐波注入电感 L_0 的准 3 次谐波注入电流 i_0 , 三相滤波电路的各相滤波电容两端的电压 u_{Fa} 、 u_{Fb} 、 u_{Fc} ;

[0032] 步骤 2:对采集到的电压 u_{Fa} 、 u_{Fb} 、 u_{Fc} 经锁相环进行锁相,得到锁相角 θ , 根据锁相角 θ 确定所在扇区,从而控制三相桥式逆变电路和三个双向开关中各个开关管的导通与关断;

[0033] 步骤 3:对每个 DC/DC 模块采集到的光伏电池电压 v_{pv} 和交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 采用 MPPT 算法中的扰动观察法来确定交错反激变换电路中第一功率 MOSFET 管 Q_1 的占空比,第一功率 MOSFET 管 Q_1 和第二功率 MOSFET 管 Q_2 的占空比互补;

[0034] 步骤 4:获取准 3 次谐波注入电流参考值;

[0035] 首先,令采集到的 A 相滤波电容电压 u_{Fa} 通过带通滤波器得到 5 次谐波电压 u_{h5} ;

[0036] 其次,将 u_{h5} 再与 $\sin(5\theta)$ 相乘后通过低通滤波器得到 $U_5\sin(\phi_{u5})$, 并将 $U_5\sin(\phi_{u5})$ 作为 PI 调节器的输入,PI 调节器的输出为并网的参考输出功率值 P^* ;

[0037] 最终,依据以下公式计算获得 i_0^* :

$$[0038] \quad i_0^* = -\frac{2P^*}{3U_{im}} \cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) - I_{qm} \sin\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

[0039] 其中, I_{qm} 为三相并网侧无功电流分量, $I_{qm} = \frac{2P}{3U_{im}} \tan\varphi$, φ 为电网的功率因数角,

由需求决定, U_{im} 为所并电网电压的幅值, ω_i 为所并电网的角频率;

[0040] 步骤 5:依据步骤 4 得到的准 3 次谐波注入电流参考值 i_0^* 与采样得到的 i_0 间的差值 Δi_0 对 IGBT 开关管 S_{B+} 的占空比进行 PI 调节,得到双 buck 电路中 IGBT 开关管 S_{B+} 的动态占空比。

[0041] 6. 根据权利要求 5 所述的一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法,其特征在于,在准 3 次谐波注入电流控制器的输出端叠加前馈项 k ;

[0042] 其中, $k = \frac{u_{mid} - u_{min}}{u_{max} - u_{min}}$;

[0043] $u_{max} = \max(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$, $u_{mid} = \text{mid}(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$, $u_{min} = \min(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$ 。

[0044] 【为提高控制系统的动态跟踪速度,在准 3 次谐波注入电流控制器的输出叠加前馈项 k ,也就是双 buck 电路中开关管 S_{B+} 的稳态占空比,稳态占空比加上动态占空比就得到了实际的占空比,开关管 S_{B-} 与 S_{B+} 的占空比互补。】

[0045] 所述扇区是指按照电网侧三相电压瞬时值的大小关系在时域上将一个电网周期分为六个扇区,具体的划分规则为:

[0046] $u_a > u_b > u_c$ 的区间设定为扇区 I, $u_b > u_a > u_c$ 的区间设定为扇区 II;

[0047] $u_b > u_c > u_a$ 的区间设定为扇区 III, $u_c > u_b > u_a$ 的区间设定为扇区 IV; $u_c > u_a > u_b$ 的区

[0048] 间设定为扇区 V, $u_a > u_c > u_b$ 的区间设定为扇区 VI;

[0049] 对于三相桥式逆变电路的开关切换, 同一桥壁上下两开关管不能同时导通, 在任意时刻只有两个开关管可以同时导通, 每个扇区中上桥臂 3 个开关 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 中, 它们分别对应的电网电压瞬时值最大的那个开关, 以及下桥臂 3 个开关 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 中, 它们分别对应的电网电压瞬时值最小的那个开关一直导通, 剩下的 4 个开关一直关断。

[0050] 【双向 buck 电路两个开关管 S_{B+} 和 S_{B-} 互补工作, 通过其高频脉宽调制控制准 3 次谐波注入电感 L_0 电流跟踪准 3 次谐波注入电流参考值; 其中三组双向开关通过合适的开断切换选择将准 3 次谐波注入电流注入到 A、B、C 其中某一相, 切换原则是: 三组双向开关始终只有一组可以导通, 其他两组关断, 导通条件是与三相电网电压瞬时绝对值最小的那一相连接的开关导通, 此时该相被注入准 3 次谐波电流, 其余两相则没有。】

[0051] 【所述三相微逆变器并网电流的好坏在很大程度上由准 3 次谐波注入电路决定, 准 3 次谐波注入电感 L_0 可以影响三相并网电流的波形质量;

[0052] 双半桥 buck 电路中的两个开关管 S_{B+} 和 S_{B-} 高频动作, 准 3 次谐波注入电流存在与开关频率相关的纹波电流 Δi_0 , 定义纹波系数 γ 来表征对纹波电流最大峰峰值的限制, $\gamma = \Delta i_{0\max} / I_0^*$, 其中 $\Delta i_{0\max}$ 为 Δi_0 的最大值, I_0^* 为理想的准 3 次谐波电流的幅值; 本发明综合考虑电感量体积、成本的控制以及纹波电流波动的大小选取 $\gamma = 0.5$; 纹波电流最大

值 $\Delta i_{0\max} = \frac{\sqrt{3}U_{im}}{4L_0f_s}$, 因此可以得到准 3 次谐波注入电感值的最小值为 $L_0 \geq \frac{\sqrt{3}U}{4\gamma I_0^* f_s}$; 假定三相

微逆变器输出电流以单位功率因数并网, 考虑扇区 I 区间, 可以得到准 3 次谐波注入电流 i_0 的斜率为 $k_1 = \omega_i I_g \sin(\omega_i t - 2\pi/3)$, 其中 k_1 为电流 i_0 的斜率, I_g 为并网电流幅值。

[0053] 对于给定的电感 L_0 , 电感上能产生的最大电流变化率 $k_{1\max}$ 为 $k_{1\max} = \frac{u_{L_0\max}}{L_0}$, 在扇区 I 区间,

[0054] $k_{1\max} = \frac{\sqrt{3}U \cos(\omega_i t + \pi/2)}{L_0}$, 当 $|k_{1\max}| > |k_1|$ 时, 才能保证注入准 3 次谐波电流具

有良好的跟踪性能; 结合各式可以得出准 3 次谐波电感的最大值 $L_0 \leq \frac{\sqrt{3}U \cos(\omega_i t + \pi/2)}{\omega_i I_g \sin(\omega_i t - 2\pi/3)}$,

在扇区 I 区间 $\omega_i t \in [0, \pi/3]$, 该式右边表达式在此区间范围内是单调递增的, 且最小取值为 0, 在 $\omega_i t$ 过零点附近 L_0 取值范围非常小, 因此会不可避免的存在准 3 次谐波注入电流无法跟踪其参考电流的区域, 此区域须被限制在较小的合理范围内以减小准 3 次谐波注入电流的畸变, 保证并网电流的质量, 取 ξ 为区域范围系数, 则可以改写为:

[0055] $L_0 \leq \frac{\sqrt{3}U \cos(\xi\pi/3 + \pi/2)}{\omega_i I_g \sin(\xi\pi/3 - 2\pi/3)}$; 本发明中选取 $\xi = 0.01$ 以保证较小的电流畸变率,

据以上各式, 代入电网电压、微逆额定功率和开关频率等参数, 便可得到电感的取值范围, 最后选取该范围内的一个合适的值。】

[0056] 【所述准 3 次谐波注入电路 102 中注入电流参考和控制器设计是后级电路最关键的部分, 将准 3 次谐波注入电路简化看作仅为一个电感的单阶系统, 控制系统采用前馈加

反馈的复合方式,其中反馈采用 PI 控制器,系统前馈项为开关 S_{b+} 的稳态占空比。】

[0057] 所述滤波电路 1032 包括滤波电容 C_F 和滤波电感 L_F , 电容一端分别与三相桥式逆变电路输出相连, 另一端并联在一起, 电感一端分别与三相桥式逆变电路 1031 输出相连, 另一端分别与电网 1033 的三相相连接, 电网另一端并联在一起;

[0058] 电网为市电 220V。

[0059] 有益效果

[0060] 本发明提供了一种高效率宽负载范围的三相微逆变器及其控制方法, 包括依次相连的前级模块 101、中间级模块 102 以及后级模块 103; 所述前级模块为光伏功率优化模块, 用于传输光伏组件输出的电能和对光伏组件最大功率点的跟踪; 所述中间级模块为准 3 次谐波注入电路, 用于输出准 3 次谐波注入电流; 所述后级模块 103 包括依次相连的三相桥式逆变电路 1031、三相滤波电路 1032 及电网 1033, 用于对光伏功率优化模块输出的电流进行逆变后与准 3 次谐波电路输出的准 3 次谐波注入电流合成, 再将合成电流通过滤波电路滤波后, 注入电网。该微逆变器中的光伏直流侧 DC/DC 模块并联, 每个 DC/DC 模块与单个光伏组件相连, 采用交错反激式电路实现对单个光伏组件的最大功率点跟踪; 采用准 3 次谐波注入电路, 其中的双 buck 半桥电路为三相微逆变器后级的核心电路, 两个开关管 S_{b+} 和 S_{b-} 互补工作, 通过其高频脉宽调制控制准 3 次谐波注入电感 L 。电流跟踪准 3 次谐波注入电流参考值, 准 3 次谐波注入电流实际值和后级三相桥式逆变电路输出电流合成后得到需要的三相并网电流注入电网; 准 3 次谐波注入电流参考值的提取, 通过前馈加反馈来控制, 保证了三相并网电流的正弦对称性以及功率因数的可控性。这种三相微逆变器拓扑结构简单, 能够实现对单块光伏组件的最大功率点跟踪, 转换效率高且体积小, 安装简单方便, 相对三个单相微逆变器组合而成的三相微逆变器成本更低。

附图说明

[0061] 图 1 为本发明的三相微逆变器结构示意图;

[0062] 图 2 为本发明三相微逆变器中单个 DC/DC 模块的结构示意图;

[0063] 图 3 为本发明三相微逆变器中将一个电网周期分为六个扇区的示意图;

[0064] 图 4 为本发明三相微逆变器中三相桥式逆变电路 6 开关的开端状态示意图;

[0065] 图 5 为本发明三相微逆变器中准 3 次谐波注入电路双向开关管的开端状态示意图;

[0066] 图 6 为本发明三相微逆变器电网一个工作周期中扇区 I 开关导通状态示意图;

[0067] 图 7 为本发明三相微逆变器中转 3 次谐波注入电流参考的示意图;

[0068] 图 8 为本发明三相微逆变器中准 3 次谐波注入电流参考值计算流程示意图;

[0069] 图 9 为本发明三相微逆变器不同输出功率下并网电流波形及 FFT 分析示意图, 其中, (a) 为并网输出功率 $P = 500W$ 时并网电流波形及 FFT 分析, (b) 为并网输出功率 $P = 750W$ 时并网电流波形及 FFT 分析, (c) 为并网输出功率 $P = 1000W$ 时并网电流波形及 FFT 分析;

[0070] 标号说明: 101- 前级模块, 102- 中间级模块, 103- 后级模块, 1031- 三相桥式逆变电路, 1032- 三相滤波电路, 1033- 电网。

具体实施方式

[0071] 下面将结合附图和实施例对本发明做进一步的说明。

[0072] 如图 1 所示,为本发明提供了一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的结构示意图,包括依次相连的前级模块 101、中间级模块 102 以及后级模块 103;

[0073] 所述前级模块为光伏功率优化模块,用于传输光伏组件输出的电能和对光伏组件最大功率点的跟踪;

[0074] 所述中间级模块为准 3 次谐波注入电路,用于输出准 3 次谐波注入电流;

[0075] 【所述准 3 次谐波注入电流即为准三角波电流;】

[0076] 所述后级模块 103 包括依次相连的三相桥式逆变电路 1031、三相滤波电路 1032 及电网 1033,用于对光伏功率优化模块输出的电流进行逆变后与准 3 次谐波电路输出的准 3 次谐波注入电流合成,再将合成电流通过滤波电路滤波后,注入电网。

[0077] 所述前级模块 101 包括多个并联的 DC/DC 变换模块,每个 DC/DC 变换模块的功率大小与光伏组件相匹配;

[0078] 【根据要求输出的并网功率及每个 DC/DC 模块输出的功率可以计算出 DC/DC 变换模块的个数;】

[0079] 如图 2 所示,每个 DC/DC 变换模块包括光伏电池板、直流侧电容 C_{in} 及交错反激变换电路;

[0080] 直流侧电容 C_{in} 与光伏电池板并联,用于稳定光伏电池电压;

[0081] 交错反激变换电路包括第一去耦电容 C_{pv1} 、第二去耦电容 C_{pv2} 、第一变压器 T1、第二变压器 T2、第一功率 MOSFET 管 Q_1 、第二功率 MOSFET 管 Q_2 、第一电力二极管 D_1 、第二电力二极管 D_2 、第一反激输出电容 C_{o1} 和第二反激输出电容 C_{o2} ;

[0082] 第一去耦电容 C_{pv1} 并联于第一功率 MOSFET 管 Q_1 的 S 极和第一变压器的原边的一端之间;

[0083] 第二去耦电容 C_{pv2} 并联于第二 MOSFET 管 Q_2 的 S 极和第二变压器原边的一端之间;

[0084] 第一变压器原边和第二变压器原边的一端与光伏电池板的正极相连,第一功率 MOSFET 管 Q_1 、第二功率 MOSFET 管 Q_2 的 S 极均与光伏电池板的负极相连;第一功率 MOSFET 管 Q_1 的 D 极与第一变压器的原边的另一端相连,第二功率 MOSFET 管 Q_2 的 D 极与第二变压器的原边的另一端相连;

[0085] 第一变压器和第二变压器的副边一端分别与电力二极管 D1 和 D2 的正极相连;

[0086] 第一反激输出电容 C_{o1} 并联于电力二极管 D1 的负极和第一变压器的另一端之间;第二反激输出电容 C_{o2} 并联于电力二极管 D2 的负极和第二变压器的另一端之间。

[0087] 图 1 中,所述准 3 次谐波注入电路 102 包括双 buck 半桥电路和三个双向开关;

[0088] 双 buck 半桥电路包括 IGBT 开关管 S_{B+} 、IGBT 开关管 S_{B-} 以及谐波注入电感 L_0 ;

[0089] IGBT 开关管 S_{B+} 的 S 极和 IGBT 开关管 S_{B-} 的 D 极相连接,IGBT 开关管 S_{B+} 的 D 极与直流母线正极相连,IGBT 开关管 S_{B-} 的 S 极与直流母线负极相连;

[0090] 谐波注入电感 L_0 的一端与 IGBT 开关管 S_{B+} 的 S 极相连接,谐波注入电感 L_0 的另一端与三个双向开关的一端相连接;三个双向开关的另一端分别与三相滤波电路的 A、B、C 相滤波电路输入端相连。

[0091] 所述三相桥式逆变电路 1031 包括上桥臂和下桥臂,上桥臂包括 IGBT 开关管 Q_{a+} 、

IGBT 开关管 Q_{b+} 和 IGBT 开关管 Q_{c+} , 下桥臂包括 IGBT 开关管 Q_{a-} 、IGBT 开关管 Q_{b-} 和 IGBT 开关管 Q_{c-} ;

[0092] 上桥臂三个 IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 D 极均与直流母线正极相连, 上桥臂三个 IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 S 极分别与下桥臂 3 个 IGBT 开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的 D 极相连, 下桥臂 3 个 IGBT 开关管 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 的 S 极均与直流母线负极相连;

[0093] IGBT 开关管 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 的 S 极分别三相滤波电路的 A、B、C 相滤波电路输入端相连。

[0094] 所述滤波电路 1032 包括滤波电容 C_F 和滤波电感 L_F , 电容一端分别与三相桥式逆变电路输出相连, 另一端并联在一起, 电感一端分别与三相桥式逆变电路 1031 输出相连, 另一端分别与电网 1033 的三相相连接, 电网另一端并联在一起;

[0095] 电网为市电 220V。

[0096] 一种高效率宽负载范围的三相微逆变器的控制方法, 采用所述的一种高效率宽负载范围的三相微逆变器, 包括以下步骤:

[0097] 步骤 1: 采集三相微逆变器工作过程中的数据;

[0098] 所述三相微逆变器工作过程中的数据包括每个 DC/DC 模块光伏电池电压 v_{PV} , 交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 中间级模块中直流母线电压 u_{pn} , 准 3 次谐波注入电路中流过谐波注入电感 L_0 的准 3 次谐波注入电流 i_0 , 三相滤波电路的各相滤波电容两端的电压 u_{F_a} 、 u_{F_b} 、 u_{F_c} ;

[0099] 步骤 2: 对采集到的电压 u_{F_a} 、 u_{F_b} 、 u_{F_c} 经锁相环进行锁相, 得到锁相角 θ , 根据锁相角 θ 确定所在扇区, 从而控制三相桥式逆变电路和三个双向开关中各个开关管的导通与关断;

[0100] 步骤 3: 对每个 DC/DC 模块采集到的光伏电池电压 v_{PV} 和交错反激变换电路中两个变压器原边电流 i_{p1} 、 i_{p2} , 采用 MPPT 算法中的扰动观察法来确定交错反激变换电路中第一功率 MOSFET 管 Q_1 的占空比, 第一功率 MOSFET 管 Q_1 和第二功率 MOSFET 管 Q_2 的占空比互补;

[0101] 步骤 4: 获取准 3 次谐波注入电流参考值;

[0102] 首先, 令采集到的 A 相滤波电容电压 u_{F_a} 通过带通滤波器得到 5 次谐波电压 u_{h5} ;

[0103] 其次, 将 u_{h5} 再与 $\sin(5\theta)$ 相乘后通过低通滤波器得到 $U_5 \sin(\phi_{u5})$, 并将 $U_5 \sin(\phi_{u5})$ 作为 PI 调节器的输入, PI 调节器的输出为并网的参考输出功率值 P^* ;

[0104] 最终, 依据以下公式计算获得 i_0^* :

$$[0105] \quad i_0^* = -\frac{2P^*}{3U_{im}} \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right) - I_{qm} \sin\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

[0106] 其中, I_{qm} 为三相并网侧无功电流分量, $I_{qm} = \frac{2P}{3U_{im}} \tan \varphi$, φ 为电网的功率因数角,

由需求决定, U_{im} 为所并电网电压的幅值, ω_i 为所并电网的角频率;

[0107] 步骤 5: 依据步骤 4 得到的准 3 次谐波注入电流参考值 i_0^* 与采样得到的 i_0 间的差值 Δi_0 对 IGBT 开关管 S_{B+} 的占空比进行 PI 调节, 得到双 buck 电路中 IGBT 开关管 S_{B+} 的动态占空比。

[0108] 在准 3 次谐波注入电流控制器的输出端叠加前馈项 k ；

[0109] 其中, $k = \frac{u_{mid} - u_{min}}{u_{max} - u_{min}}$ ；

[0110] $u_{max} = \max(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$, $u_{mid} = \text{mid}(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$, $u_{min} = \min(u_{Fa}, u_{Fb}, u_{Fc})$ 。

[0111] 【为提高控制系统的动态跟踪速度,在准 3 次谐波注入电流控制器的输出叠加前馈项 k ,也就是双 buck 电路中开关管 S_{B-} 的稳态占空比,稳态占空比加上动态占空比就得到了实际的占空比,开关管 S_{B-} 与 S_{B+} 的占空比互补。】

[0112] 所述扇区是指按照电网侧三相电压瞬时值的大小关系在时域上将一个电网周期分为六个扇区,如图 3 所示,具体的划分规则为:

[0113] $u_a > u_b > u_c$ 的区间设定为扇区 I, $u_b > u_a > u_c$ 的区间设定为扇区 II；

[0114] $u_b > u_c > u_a$ 的区间设定为扇区 III, $u_c > u_b > u_a$ 的区间设定为扇区 IV； $u_c > u_a > u_b$ 的区

[0115] 间设定为扇区 V, $u_a > u_c > u_b$ 的区间设定为扇区 VI；

[0116] 对于三相桥式逆变电路的开关切换,同一桥壁上下两开关管不能同时导通,在任意时刻只有两个开关管可以同时导通,每个扇区中上桥臂 3 个开关 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最大的那个开关,以及下桥臂 3 个开关 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最小的那个开关一直导通,剩下的 4 个开关一直关断。

[0117] 图 4 所示为三相桥式逆变电路 6 开关的开断状态,其中 1 表示导通,0 表示关断,对于三相桥式逆变电路的开关切换,同一桥壁上下两开关管不能同时导通,在任意时刻只有两个开关管可以同时导通,每个扇区中上桥臂 3 个开关 Q_{a+} 、 Q_{b+} 、 Q_{c+} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最大的那个开关,以及下桥臂 3 个开关 Q_{a-} 、 Q_{b-} 、 Q_{c-} 中,它们分别对应的电网电压瞬时值最小的那个开关一直导通,剩下的 4 个开关一直关断。

[0118] 所述的准 3 次谐波注入电路 102,双向 buck 电路两个开关管 S_{B+} 和 S_{B-} 互补工作,通过其高频脉宽调制控制准 3 次谐波注入电感 L_o 电流跟踪准 3 次谐波注入电流参考值;其中三组双向开关通过合适的开断切换选择将准 3 次谐波注入到 A、B、C 其中某一相,切换原则是:三组双向开关始终只有一组可以导通,其他两组关断,导通条件是与三相电网电压瞬时绝对值最小的那一相连接的开关导通,此时该相被注入准 3 次谐波电流,其余两相则没有,图 5 所示是双向开关管的开断状态。

[0119] 以扇区 I 为例,图 6 所示为开关导通状态示意图,可以直观看出在扇区 I 时主拓扑后级电路开关管的导通状况,其中双 buck 半桥电路两个开关管通过高频 PWM 调制,在图中以电流源替代,其他扇区工作情况类似。

[0120] 【双向 buck 电路两个开关管 S_{B+} 和 S_{B-} 互补工作,通过其高频脉宽调制控制准 3 次谐波注入电感 L_o 电流跟踪准 3 次谐波注入电流参考值;其中三组双向开关通过合适的开断切换选择将准 3 次谐波注入电流注入到 A、B、C 其中某一相,切换原则是:三组双向开关始终只有一组可以导通,其他两组关断,导通条件是与三相电网电压瞬时绝对值最小的那一相连接的开关导通,此时该相被注入准 3 次谐波电流,其余两相则没有。】

[0121] 【所述三相微逆变器并网电流的好坏在很大程度上由准 3 次谐波注入电路决定,准 3 次谐波注入电感 L_o 可以影响三相并网电流的波形质量；

[0122] 双半桥 buck 电路中的两个开关管 S_{B+} 和 S_{B-} 高频动作,准 3 次谐波注入电流存在与开关频率相关的纹波电流 Δi_o ,定义纹波系数 γ 来表征对纹波电流最大峰峰值的限制,

$\gamma = \Delta i_{0\max} / I_0^*$ ，其中 $\Delta i_{0\max}$ 为 Δi_0 的最大值， I_0^* 为理想的准 3 次谐波电流的幅值；本发明综合考虑电感量体积、成本的控制以及纹波电流波动的大小选取 $\gamma = 0.5$ ；纹波电流最大

值 $\Delta i_{0\max} = \frac{\sqrt{3}U_{im}}{4L_0f_s}$ ，因此可以得到准 3 次谐波注入电感值的最小值为 $L_0 \geq \frac{\sqrt{3}U}{4\gamma I_0^* f_s}$ ；假定三相

微逆变器输出电流以单位功率因数并网，考虑扇区 I 区间，可以得到准 3 次谐波注入电流 i_0 的斜率为 $k_1 = \omega_i I_g \sin(\omega_i t - 2\pi/3)$ ，其中 k_1 为电流 i_0 的斜率， I_g 为并网电流幅值。

[0123] 对于给定的电感 L_0 ，电感上能产生的最大电流变化率 $k_{1\max}$ 为 $k_{1\max} = \frac{u_{L_0\max}}{L_0}$ ，在扇区 I 区间，

[0124] $k_{1\max} = \frac{\sqrt{3}U \cos(\omega_i t + \pi/2)}{L_0}$ ，当 $|k_{1\max}| > |k_1|$ 时，才能保证注入准 3 次谐波电流具

有良好的跟踪性能；结合各式可以得出准 3 次谐波电感的最大值 $L_0 \leq \frac{\sqrt{3}U \cos(\omega_i t + \pi/2)}{\omega_i I_g \sin(\omega_i t - 2\pi/3)}$ ，

在扇区 I 区间 $\omega_i t \in [0, \pi/3]$ ，该式右边表达式在此区间范围内是单调递增的，且最小取值为 0，在 $\omega_i t$ 过零点附近 L_0 取值范围非常小，因此会不可避免的存在准 3 次谐波注入电流无法跟踪其参考电流的区域，此区域须被限制在较小的合理范围内以减小准 3 次谐波注入电流的畸变，保证并网电流的质量，取 ξ 为区域范围系数，则可以改写为：

[0125] $L_0 \leq \frac{\sqrt{3}U \cos(\xi\pi/3 + \pi/2)}{\omega_i I_g \sin(\xi\pi/3 - 2\pi/3)}$ ；本发明中选取 $\xi = 0.01$ 以保证较小的电流畸变率，

据以上各式据以上各式，代入本实施例电网电压 220V、三相微逆变器额定功率 1KW 和开关频率 32KHZ 等参数，便可得到电感的取值范围为 $2\text{mH} \leq L_0 \leq 2.4\text{mH}$ ，最终本实施例选取电感值为 2mH。】

[0126] 本实施例中三相微逆变器 DC/DC 模块工作在 CCM 模式下，反激变换电路高频变压器的励磁电感需满足的设计条件为

$$[0127] \quad L_m \geq \frac{T_s}{2P_{pv}} \left[\frac{V_{g,pk}}{n + \frac{V_{g,pk} |\sin \theta|}{V_{pv}}} \right]^2$$

[0128] 所述准 3 次谐波注入电路 102 中注入电流参考和控制器设计是后级电路最关键的部分，注入电流参考值如图 7 所示，得到正确的准 3 次谐波注入电流参考值是达到控制目的的必要条件。将准 3 次谐波注入电路简化看作仅为一个电感的单阶系统，控制系统采用前馈加反馈的复合方式，其中反馈采用 PI 控制器，系统前馈项为开关 S_{B+} 的稳态占空比。

[0129] 【所述准 3 次谐波注入电路 102 中注入电流参考和控制器设计是后级电路最关键的部分，将准 3 次谐波注入电路简化看作仅为一个电感的单阶系统，控制系统采用前馈加反馈的复合方式，其中反馈采用 PI 控制器，系统前馈项为开关 S_{B+} 的稳态占空比。】

[0130] 图 8 所示为所述准 3 次谐波注入电流参考值计算流程框图，其计算过程如下：

[0131] 步骤 1:令采集到的 A 相滤波电容电压 u_{F_a} 通过带通滤波器得到 5 次谐波电压 u_{h5} ;

[0132] 步骤 2:将 u_{h5} 再与 $\sin(5\theta)$ 相乘后通过低通滤波器得到 $U_5\sin(\Phi_{u5})$;

[0133] 步骤 3:将 $U_5\sin(\Phi_{u5})$ 作为 PI 调节器的输入,PI 调节器的输出为并网的参考输出功率值 P^* ;

[0134] 步骤 4:根据微逆变器输出功率参考值与准 3 次谐波注入参考电流之间的数学关系,可以计算出准 3 次谐波注入电流的参考值为 $i_0^* = -\frac{2P^*}{3U_{im}}\cos(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) - I_{qm}\sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3})$, 其中,

I_{qm} 为三相并网侧无功电流分量, $I_{qm} = \frac{2P}{3U_{im}}\tan\varphi$, φ 为电网的功率因数角, 由需求决定, U_{im}

为所并电网电压的幅值, ω_i 为所并电网的角频率。

[0135] 本实施例进行了三相并网实验,控制系统核心运用了 DSP,额定输入功率为 1KW,三相电网线电压选择为 200V,取额定输入功率 50%,75%和 100%三个功率点进行三相微逆变器并网实验,并网电流测试实验结果如图 9 所示,其中 (a) 为并网输出功率 $P = 500W$ 时并网电流波形及 FFT 分析,(b) 为并网输出功率 $P = 750W$ 时并网电流波形及 FFT 分析,(c) 为并网输出功率 $P = 1000W$ 时并网电流波形及 FFT 分析,由图可知输出功率越接近微逆变器额定功率时,并网电流谐波畸变越小,并网电流波形质量越高,(c) 中当微逆工作在额定功率时,THD 为 4.29%,小于 5%,符合并网标准要求。

[0136] 本发明以较佳实施例公开如上,但其并不限定本发明。本发明的保护范围以本发明权利要求界定的范围为准。任何本领域技术人员在不脱离本发明的精神范围内,都可以作出适当的变动和修改。

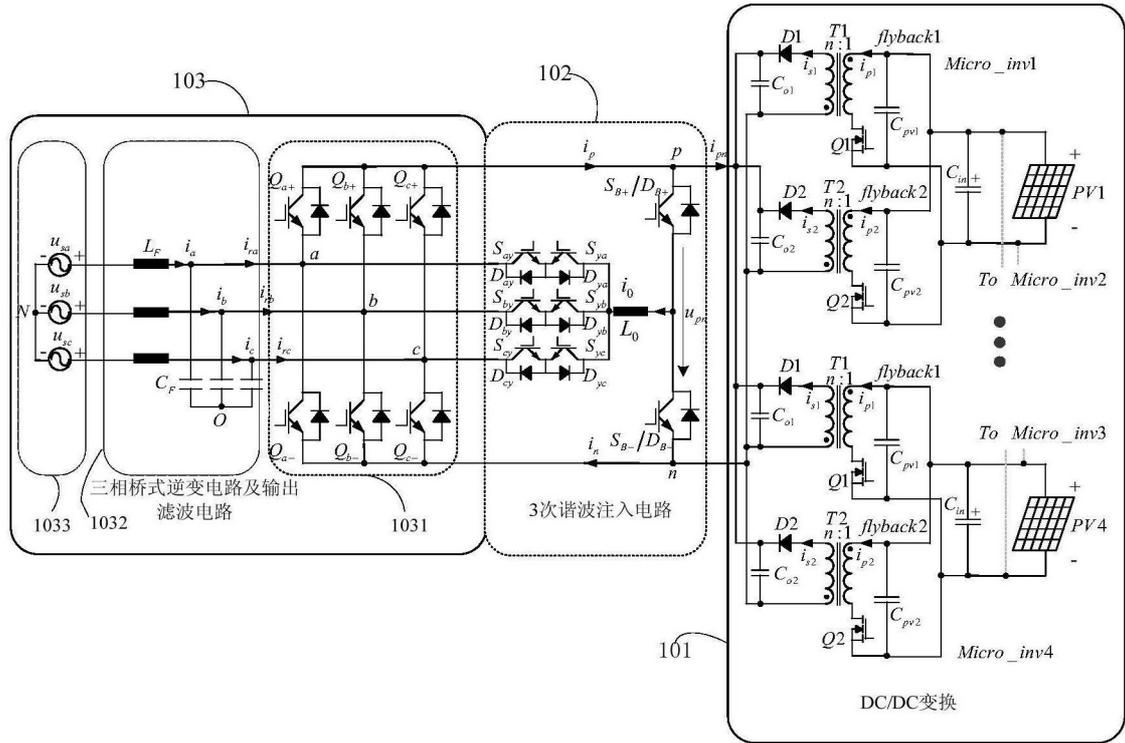


图 1

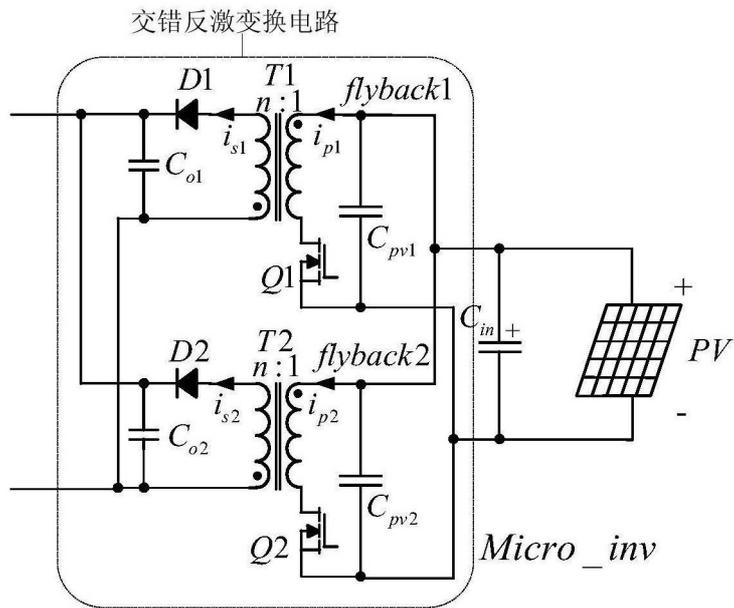


图 2

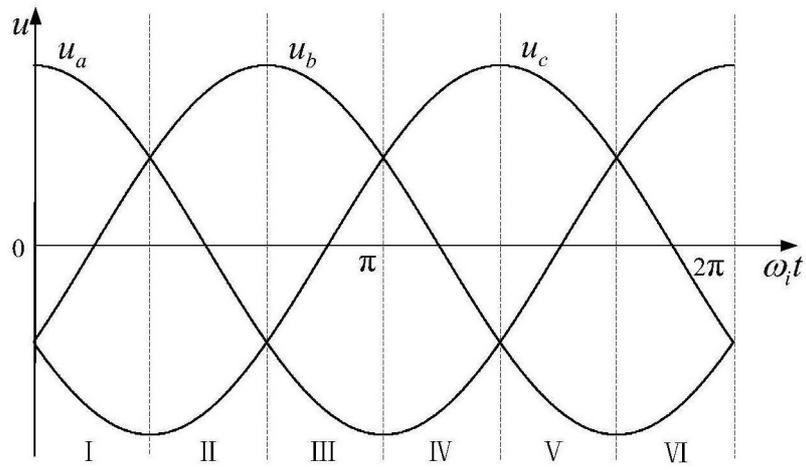


图 3

$\omega_i t$	Q_{a+}	Q_{b+}	Q_{c+}	Q_{a-}	Q_{b-}	Q_{c-}
扇区 I ($0-\pi/3$)	1	0	0	0	0	1
扇区 II ($\pi/3-2\pi/3$)	0	1	0	0	0	1
扇区 III ($2\pi/3-\pi$)	0	1	0	1	0	0
扇区 IV ($\pi-4\pi/3$)	0	0	1	1	0	0
扇区 V ($4\pi/3-5\pi/3$)	0	0	1	0	1	0
扇区 VI ($5\pi/3-2\pi$)	1	0	0	0	1	0

图 4

$\omega_i t$	扇区 I	扇区 II	扇区 III	扇区 IV	扇区 V	扇区 VI
$S_{ay} S_{ya}$	0	1	0	0	1	0
$S_{by} S_{yb}$	1	0	0	1	0	0
$S_{cy} S_{yc}$	0	0	1	0	0	1

图 5

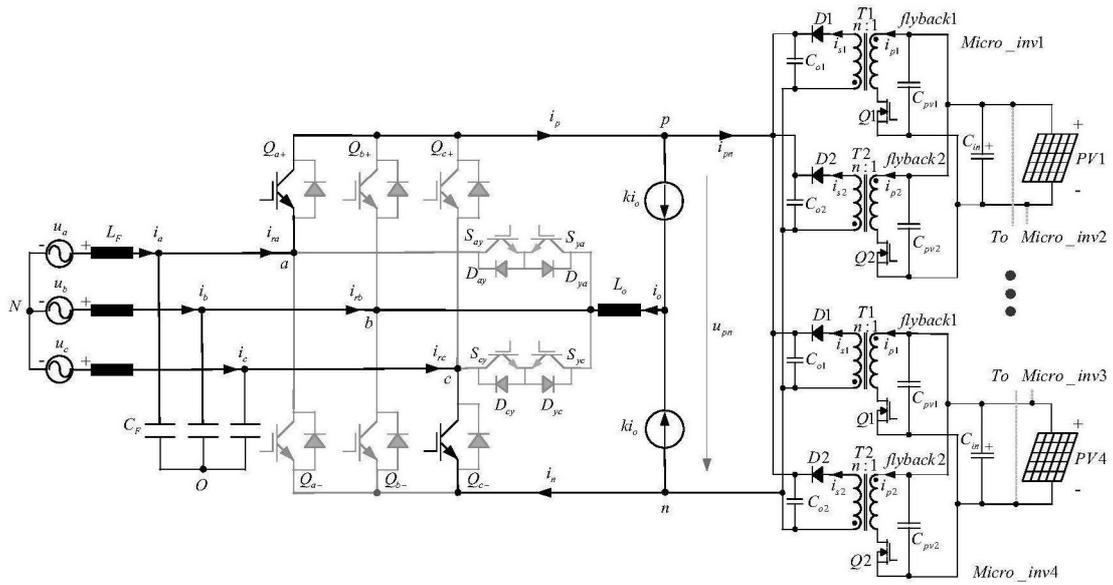


图 6

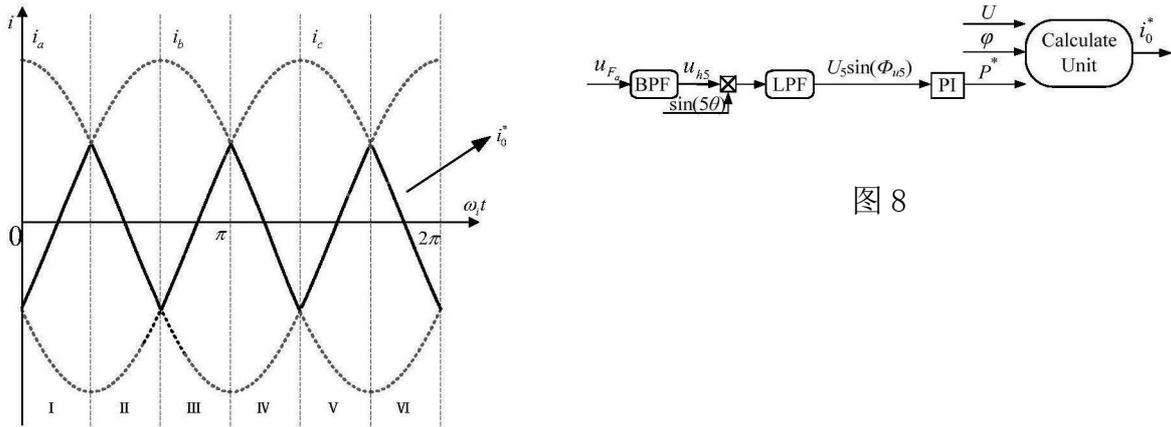
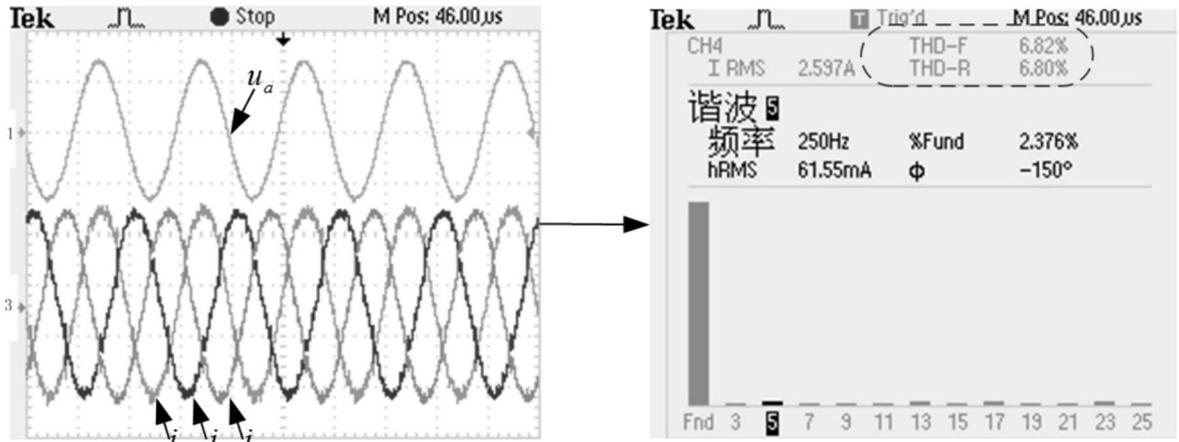
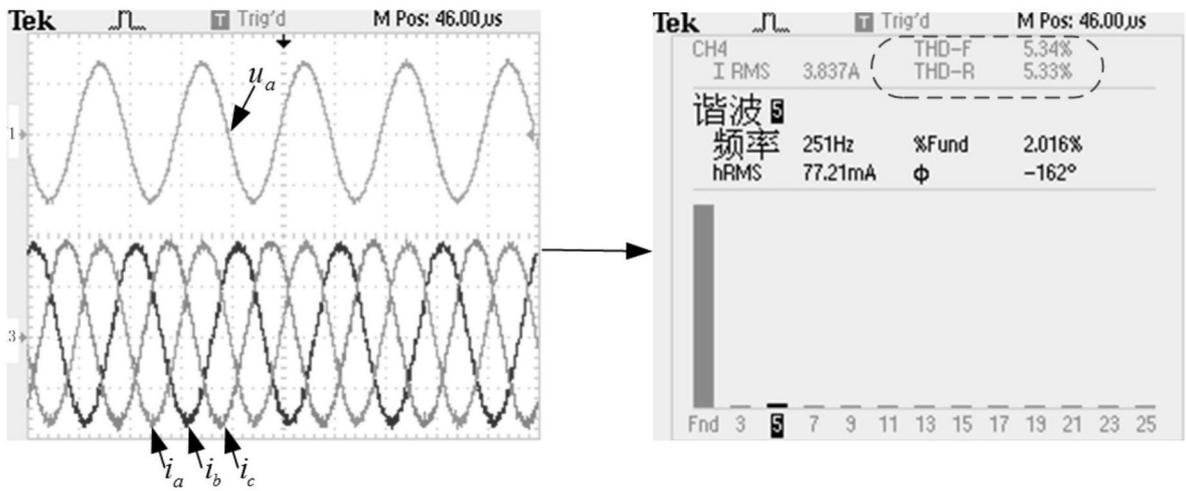


图 7

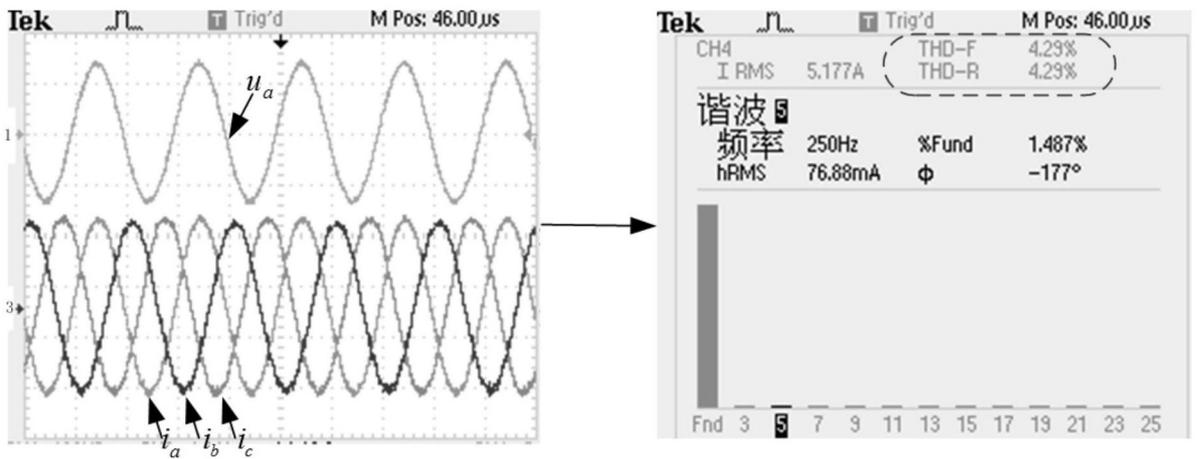
图 8



(a)



(b)



(c)

图 9