



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 103618470 B

(45) 授权公告日 2015. 10. 07

(21) 申请号 201310651367. 5

(22) 申请日 2013. 12. 03

(73) 专利权人 东南大学

地址 211189 江苏省南京市江宁区东南大学
路 2 号

专利权人 国家电网公司 江苏省电力公司
江苏省电力公司电力经济技术研
究院

(72) 发明人 时斌 杨露露 王旭 杨林
王海潜 谢珍建 祁万春

(74) 专利代理机构 南京瑞弘专利商标事务所
(普通合伙) 32249

代理人 杨晓玲

(51) Int. Cl.

H02M 7/48(2007. 01)

H02J 3/38(2006. 01)

(56) 对比文件

CN 203675000 U, 2014. 06. 25,

CN 101841252 A, 2010. 09. 22,

CN 102522766 A, 2012. 06. 27,

Haibing Hu et al.. A Three-port Flyback
for PV Microinverter Applications With
Power Pulsation Decoupling Capability. 《IEEE
TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS》. 2012, 第
27 卷(第 9 期), 第 3953-3964 页.

李朵等. 光伏并网微型逆变器中功率解耦技
术概述. 《电源学报》. 2012, (第 2 期), 第 57-61、
71 页.

审查员 王金金

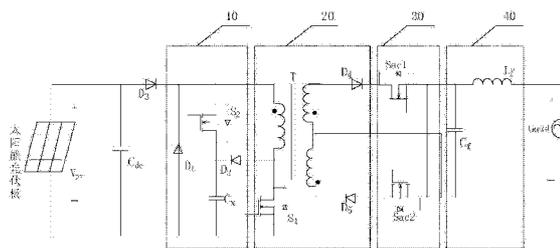
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制
方法

(57) 摘要

本发明公开了一种光伏并网微逆变器及功率
解耦控制方法,该微逆变器包括反激变换电路,逆
变电路,输出滤波电路。该反激变换电路的第一个
优点是可对每个微型逆变器进行单独控制,分别
确定并联微型逆变器并网电流。反激变换电路的
另一个优点是提出了一种新型的功率解耦电路,
以消除出现在直流输入母线上的低频功率脉动,
并实现采用薄膜电容代替原有技术中直流输入母
线侧的电解电容。薄膜电容使得逆变器的寿命延
长,稳定性提高,并有利于实现最大功率点跟踪
(MPPT)。系统所采用的解耦电路还可抑制变压器
漏感对电路的影响,因此电路中可不附加漏感吸
收电路,从而实现功率级紧凑,工作效率高,体积
小的光伏并网微逆变器。



1. 一种基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法,其特征在于,该方法基于以下逆变器,包括依次连接的功率解耦电路(10)、反激变换器(20)、逆变电路(30)和输出滤波电路(40),所述功率解耦电路(10)包括解耦开关管(S_2)、第一解耦二极管(D_1)、第二解耦二极管(D_2)和解耦电容(C_x),所述解耦开关管(S_2)的漏极同时与第二解耦二极管(D_2)的阴极和解耦电容(C_x)的一端连接,解耦电容(C_x)的另一端与第一解耦二极管(D_1)的阳极连接,解耦开关管(S_2)的源极与第一解耦二极管(D_1)的阴极连接,第二解耦二极管(D_2)的阳极与反激变换器(20)连接;

该方法包括以下步骤:

1) 实时判断太阳能光伏阵列(V_{PV})的输出功率 P_{dc} 是否大于光伏并网逆变器的输出功率 P_{ac} ,如是,则进入步骤2),否则进入步骤3);

2) 微型逆变器工作在第一模式下,所述反激变换器(20)的原边开关管(S_1)导通,所述反激变压器(T)的原边励磁电感按固定电流基准充磁,待充磁完成后所述反激变换器(20)的原边开关管(S_1)关断,励磁电流通过所述第一解耦二极管(D_1)和第二解耦二极管(D_2)给解耦电容(C_x)充磁,直到励磁电流到达正弦电流基准时,判断电网电压正负,如为正,则将所述反激变压器(T)副边的第一逆变开关管(S_{ac1})导通,否则将第二逆变开关管(S_{ac2})导通,从而使反激变压器(T)中储存的能量耦合到反激变压器(T)的副边,通过逆变电路(30)释放给电网;

3) 微型逆变器工作在第二模式下,在电网电压为正时,第一逆变开关管(S_{ac1})在开关管的一整个开关周期都导通,在电网电压为负时,第二逆变开关管(S_{ac2})在开关管的一整个开关周期都是导通的;

所述第二模式的具体步骤如下:所述反激变换器(20)的原边开关管(S_1)导通,反激变压器(T)的原边励磁电感按固定电流基准充磁,充磁完成后所述解耦开关(S_2)导通,所述解耦电容(C_x)中在第一模式下存储的能量通过解耦开关管(S_2)和原边开关管(S_1)继续给励磁电感充电,当所述原边绕组中的励磁电感中的能量达到电网所需能量时,关闭解耦开关(S_2),反激变压器(T)中储存的能量耦合到副边,通过逆变电路(30)释放给电网;

所述步骤2)中的第一模式下,所述反激变压器(T)的原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak11}$ 为:

$$i_{1-peak11} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_l}}$$

所述正弦电流基准 $i_{1-peak12}$ 为:

$$i_{1-peak12} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_l}}|\sin(\omega t)|$$

其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列(V_{PV})的输出功率, T_s 为反激变换器(20)的原边开关管(S_1)的开关周期, L_l 为反激变压器(T)的励磁电感, ω 为频率50Hz时相对应的角频率, t 为时间变量。

2. 根据权利要求1所述基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法,其特征在于,所述步骤3)中的第二模式下,所述反激变压器(T)原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak21}$ 为:

$$\dot{i}_{l-peak21} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_l}}$$

所述正弦电流基准 $i_{l-peak22}$ 为：

$$\dot{i}_{l-peak22} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_l}} |\sin(\omega t)|$$

其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列 (V_{PV}) 的输出功率, T_s 为反激变换器 (20) 的原边开关管 (S_1) 的开关周期, L_l 为反激变压器 (T) 的励磁电感, ω 为频率 50Hz 时相对应的角频率, t 为时间变量。

3. 根据权利要求 1 或 2 所述基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法, 其特征在于, 所述反激变换器 (20) 包括反激变压器 (T)、原边开关管 (S_1)、第一副边二极管 (D_4)、第二副边二极管 (D_5); 所述反激变压器 (T) 的原边绕组的同名端同时与输入二极管 (D_3) 的阴极和解耦开关管 (S_2) 的源极连接, 反激变压器 (T) 原边绕组的非同名端同时与原边开关管 (S_1) 的漏极和第二解耦二极管 (D_2) 的阳极连接; 所述原边开关管 (S_1) 的源极与第一解耦二极管 (D_1) 的阳极连接, 同时通过所述解耦电容 (C_x) 与第二解耦二极管 (D_2) 的阴极连接; 所述反激变压器 (T) 的第一副边绕组的非同名端与所述第一副边二极管 (D_4) 的阳极连接, 所述反激变压器 (T) 的第一副边绕组的同名端与第二副边绕组的非同名端连接, 同时还与输出滤波电容 (C_f) 的一端连接; 所述反激变压器 (T) 的第二副边绕组的同名端与第二副边二极管 (D_5) 的阴极相连接; 所述第一副边二极管 (D_4) 的阴极与逆变电路 (30) 连接, 所述第二副边二极管 (D_5) 的阳极与逆变电路 (30) 连接。

4. 根据权利要求 3 所述基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法, 其特征在于, 所述逆变电路 (30) 包括第一逆变开关管 (S_{ac1}) 和第二逆变开关管 (S_{ac2}), 第一逆变开关管 (S_{ac1}) 的漏极与第一副边二极管 (D_4) 的阴极相连, 第二逆变开关管 (S_{ac2}) 的源极与第二副边二极管 (D_5) 的阳极连接; 所述第一逆变开关管 (S_{ac1}) 的源极和第二逆变开关管 (S_{ac2}) 的漏极, 均同时与输出滤波电路 (40) 的输出滤波电容 (C_f) 和输出滤波电感 (L_f) 相连; 所述第一逆变开关管 (S_{ac1}) 和第二逆变开关管 (S_{ac2}) 由驱动信号控制, 以工频为周期交替导通。

一种基于光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于微逆变器及其控制领域,涉及一种太阳能光伏并网微型逆变器,特别涉及一种具有功率解耦功能的光伏并网微型逆变器。

背景技术

[0002] 太阳能具有储量的“无限性”、存在普遍性、开发利用清洁性及逐渐显露的经济性等优势,它的开发利用是最终解决常规能源,特别是化石能源带来的能源短缺、环境污染和温室效应等问题的有效途径,是人类理想的替代能源。

[0003] 在光伏并网发电系统中,光伏并网逆变器是连接光伏模块与电网的桥梁,它不仅要实时控制光伏模块的输出以保证系统工作在最大功率点,同时还要向电网提供高品质的入网电流,因此光伏并网逆变器的结构将直接影响系统光电转换的效率及其他设备的容量选择与合理配置。

[0004] 在光伏并网发电系统中,光伏组件在每一光照和稳定条件下都会产生特定的功率,而传输到电网的瞬时功率却含有两倍工频的功率脉动。光伏板输出功率与电网输入功率瞬时值不匹配是单相并网逆变器中普遍存在的现象。为解决输入输出功率瞬时值不匹配问题,以往技术通常采用将大容量的电解电容并联在光伏组件两侧,用于平抑逆变器输入电压和平衡逆变器的瞬时输入输出功率,即所谓的功率解耦。然而,电解电容的寿命远远低于光伏组件的使用寿命,从而缩短了逆变器系统的整体寿命,也降低了光伏并网系统的可靠性。

发明内容

[0005] 技术问题:本发明的目的是针对背景技术中光伏并网逆变器存在的缺陷,提供了一种通过采用功率解耦技术实现薄膜电容代替电解电容,从而延长微逆变器的寿命,提高光伏并网逆变器运行效率的光伏并网微逆变器,同时还提供了一种基于上述光伏并网微逆变器的功率解耦控制方法。

[0006] 技术方案:本发明的光伏并网微逆变器,包括功率解耦电路、反激变换器、逆变电路和输出滤波电路,功率解耦电路包括解耦开关管、第一解耦二极管、第二解耦二极管和解耦电容,解耦开关管的漏极同时与第二解耦二极管的阴极和解耦电容的一端连接,解耦电容的另一端与第一解耦二极管的阳极连接,解耦开关管的源极与第一解耦二极管的阴极连接,第二解耦二极管的阳极与反激变换器连接。

[0007] 本发明的光伏并网微逆变器中,反激变换器包括反激变压器、原边开关管、第一副边二极管、第二副边二极管;反激变压器的原边绕组的同名端同时与输入二极管的阴极和解耦开关管的源极连接,反激变压器的原边绕组的非同名端同时与原边开关管的漏极和第二解耦二极管的阳极连接;原边开关管的源极与第一解耦二极管的阳极连接,同时通过解耦电容与第二解耦二极管的阴极连接;反激变压器的第一副边绕组的非同名端与第一副边二极管的阳极连接,反激变压器的第一副边绕组的同名端与第二副边绕组的非同名端连

接,同时还与输出滤波电容的一端连接;反激变压器的第二副边绕组的同名端与第二副边二极管的阴极相连接;第一副边二极管的阴极与逆变电路连接,第二副边二极管的阳极与逆变电路连接。

[0008] 本发明的光伏并网微逆变器中,逆变电路的输入端与反激变压器二次侧相连;逆变电路包括第一逆变开关管和第二逆变开关管,第一逆变开关管的漏极与第一副边二极管的阴极相连,第二逆变开关管的源极与第二副边二极管的阳极连接;第一逆变开关管的源极和第二逆变开关管的漏极,均同时与输出滤波电路的输出滤波电容和输出滤波电感相连;逆变电路中的两个开关管由驱动信号控制,以工频为周期交替导通。

[0009] 本发明的功率解耦控制方法,包括以下步骤:

[0010] 1) 实时判断太阳能光伏阵列的输出功率 P_{dc} 是否大于光伏并网逆变器的输出功率 P_{ac} ,如是,则进入步骤 2),否则进入步骤 3);

[0011] 2) 微型逆变器工作在第一模式下,反激变换器的原边开关管导通,反激变压器的原边励磁电感按固定电流基准充磁,待充磁完成后反激变换器的原边开关管关断,励磁电流通过第一解耦二极管和第二解耦二极管给解耦电容充磁,直到励磁电流到达正弦电流基准时,判断电网电压正负,如为正,则将反激变压器副边的第一逆变开关管导通,否则将第二逆变开关管导通,从而使反激变压器中储存的能量耦合到反激变压器副边,通过逆变电路释放给电网;

[0012] 3) 微型逆变器工作在第二模式下,在电网电压为正时,第一逆变开关管在开关管的一整个开关周期都导通,在电网电压为负时,第二逆变开关管在开关管的一整个开关周期都是导通的;

[0013] 第二模式的具体步骤如下:反激变换器的原边开关管导通,反激变压器的原边励磁电感按固定电流基准充磁,充磁完成后解耦开关导通,解耦电容中在第一模式下存储的能量通过解耦开关管和原边开关管继续给励磁电感充电,当原边绕组中的励磁电感中的能量达到电网所需能量时,关闭解耦开关,反激变压器中储存的能量耦合到副边,通过逆变电路释放给电网。

[0014] 本发明的功率解耦控制方法中,步骤 2) 中的第一模式下,反激变压器的原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak1}$ 为:

$$[0015] \quad i_{1-peak1} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_t}}$$

[0016] 正弦电流基准 $i_{1-peak2}$ 为:

$$[0017] \quad i_{1-peak2} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_t}} |\sin(\omega t)|$$

[0018] 其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列的输出功率, T_s 为反激变换器的原边开关管的开关周期, L_t 为反激变压器的励磁电感, ω 为频率 50Hz 时相对应的角频率, t 为时间变量。

[0019] 本发明的功率解耦控制方法中,步骤 3) 中的第二模式下,反激变压器的原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak21}$ 为:

$$[0020] \quad i_{l-peak21} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_l}}$$

[0021] 正弦电流基准 $i_{l-peak22}$ 为：

$$[0022] \quad i_{l-peak22} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_l}}|\sin(\omega t)|$$

[0023] 其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列的输出功率， T_s 为反激变换器的原边开关管的开关周期， L_l 为反激变压器的励磁电感， ω 为频率 50Hz 时相对应的角频率， t 为时间变量。

[0024] 有益效果：本发明与现有技术相比，具有以下优点：

[0025] 本发明的具有功率解耦功能的微逆变器，结合反激变换器的特点，采用光伏组件输出侧的解耦方式。通过具有功率解耦功能的电路拓扑，采用薄膜电容代替电解电容来实现功率解耦技术，从而提高逆变器使用寿命及稳定性。采用高频变压器来实现电气隔离，并采用高频软开关技术在不增加开关损耗的前提下提高开关频率。

[0026] 本发明采用一种新型的功率解耦电路，以消除出现在直流输入母线上的低频功率脉动，实现光伏阵列输出功率与逆变器输出并网功率的解耦，并实现直流输入母线和功率解耦电路都采用薄膜电容。由于薄膜电容具有比电解电容器更长的寿命，使得逆变器的在高温条件下的寿命能够延长，提高了稳定性，有利于实现最大功率点跟踪 (MPPT)。同时变压器中的漏感可以由解耦电路本身的处理，实现元件数量少，功率级紧凑，工作效率高，体积小光伏并网微逆变器。

[0027] 本发明通过对解耦电路的控制，即可实现元件数量少，功率级紧凑，工作效率高，体积小光伏并网逆变器，反激变压器采用断续电流模式 (DCM) 对励磁电流进行控制，实现原边开关管零电流开通 (ZCS)，同时避免第一副边二极管和第二副边二极管的反向恢复损耗；解耦电容作为储能元件以及缓冲电容回收变压器的漏感能量。

[0028] 本发明的微逆变器并网解耦控制方法，在第一模式下和第二模式下的固定电流基准 $i_{l-peak21}$ 的推导公式一致，在第一模式下和第二模式下的正弦电流基准 $i_{l-peak22}$ 的推导公式也一致，因此本发明的控制方法更加简单，明确，更易实现控制。

附图说明

[0029] 图 1 为本发明光伏并网微逆变器的电路原理图；

[0030] 图 2 为本发明的光伏并网微逆变器工作在第一模式下的等效电路图；

[0031] 图 3 为本发明的光伏并网微逆变器工作在第二模式下的等效电路图；

[0032] 图 4 为一个工频周期内并网电压、电流及相应功率、高频周期各个信号波形图。

[0033] 图中有：功率解耦电路 10、反激变换器 20、逆变电路 30 和输出滤波电路 40，包括，太阳能光伏阵列 V_{PV} ，输入滤波电容 C_{dc} ，解耦开关管 S_2 、第一解耦二极管 D_1 、第二解耦二极管 D_2 、解耦电容 C_X ，输入二极管 D_3 ，反激变压器 T、原边开关管 S_1 、第一副边二极管 D_4 、第二副边二极管 D_5 ，第一逆变开关管 S_{ac1} ，第二逆变开关管 S_{ac2} ，输出滤波电容 C_f 、输出滤波电感 L_f ；太阳能光伏阵列的输出功率 P_{dc} ，并网逆变器的输出功率 P_{ac} ，电网电压 U_{ac} ，电网电流 i_{ac} ，反激变压器 T 的励磁电流 i_{Ll} ，副边电流 i_2 ，原边开关管 S_1 的占空比 D_{S1} 、解耦开关管 S_2 的占空比 D_{S2} 、第一逆变开关管 S_{ac1} 的占空比 D_{Sac1} 、第二逆变开关管 S_{ac2} 的占空比 D_{Sac2} 。

具体实施方式

[0034] 下面结合具体实施例和说明书附图来进一步阐述本发明。

[0035] 参照图 1, 本发明的一种具有功率解耦功能的光伏并网微逆变器, 它包括一个功率解耦电路 10, 反激变换器 20, 逆变电路 30, 输出滤波电路 40; 太阳能光伏阵列 V_{pv} 通过一并联在太阳能光伏阵列的输出电压上的输入滤波电容 C_{dc} 并经过一输入二极管 D_3 与功率解耦电路 10 的输入端相连接; 反激变压器 20 的输出端与逆变电路 30 相连接, 逆变电路 30 与输出滤波电路 40 相连接; 功率解耦电路 10 的输出端与反激变换器 20 的原边相连接。

[0036] 功率解耦电路 10 包括一个解耦开关管 S_2 、第一解耦二极管 D_1 、第二解耦二极管 D_2 、一个解耦电容 C_x ; 第一解耦二极管 D_1 的阴极经输入二极管 D_3 与太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的正极性端以及输入滤波电容 C_{dc} 的一端连接; 第一解耦二极管 D_1 的阳极与太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的负极性端以及输入滤波电容 C_{dc} 的另一端连接; 解耦开关管 S_2 的源极经输入二极管 D_3 与光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的正极性端和输入滤波电容 C_{dc} 连接, 解耦开关管 S_2 的漏极同时与第二解耦二极管 D_2 的阴极和解耦电容 C_x 的一端连接; 解耦电容 C_x 的另一端与太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的负极性端和输入滤波电容 C_{dc} 的另一端连接; 第二解耦二极管 D_2 的阴极与解耦电容 C_x 的一端相连接; 第二解耦二极管 D_2 的阳极与反激变换器 20 的原边开关管 S_1 的漏极相连接。

[0037] 本发明的光伏并网微逆变器中, 反激变换器 20 包括反激变压器 T、原边开关管 S_1 、第一副边二极管 D_4 、第二副边二极管 D_5 ; 反激变压器 T 的原边绕组的同名端经输入二极管 D_3 与太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的正极性端和输入滤波电容 C_{dc} 的一端连接, 原边绕组 T 的非同名端同时与原边开关管 S_1 的漏极和第二解耦二极管 D_2 的阳极连接; 原边开关管 S_1 的源极同时与输入滤波电容 C_{dc} 的另一端和太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的负极性端连接; 反激变压器 T 的第一副边绕组的非同名端与第一副边二极管 D_4 的阳极连接, 反激变压器 T 的第一副边绕组的同名端与输出滤波电容 C_f 的一端连接; 反激变压器 T 的第二副边绕组的非同名端与输出滤波电容 C_f 的一端连接, 反激变压器 T 的第二副边绕组的同名端与第二副边二极管 D_5 的阴极相连接; 第一副边二极管 D_4 的阴极与第一逆变开关管 S_{ac1} 的漏极连接; 第二副边二极管 D_5 的阳极与第二逆变开关管 S_{ac2} 的源极相连接。

[0038] 逆变电路 30 是由两个开关管构成的工频极性转换电路, 包括第一逆变开关管 S_{ac1} , 第二逆变开关管 S_{ac2} ; 第一逆变开关管 S_{ac1} 的源极和第二逆变开关管 S_{ac2} 的漏极, 均同时与输出滤波电路 40 的输出滤波电容 C_f 和输出滤波电感 L_f 相连; 两个开关管由驱动信号控制, 以工频为周期交替驱动。

[0039] 输出滤波电路 40 包括输出滤波电容 C_f 和输出滤波电感 L_f ; 输出滤波电容 C_f 的一端与滤波电感 L_f 的一端相连接, 并同时与第一逆变开关管 S_{ac1} 的源极和第二逆变开关管 S_{ac2} 的漏极连接; 输出滤波电感 L_f 的另一端与电网的一端连接; 输出滤波电容 C_f 的另一端与电网 U_{grid} 的另一端连接。

[0040] 本发明的光伏并网微逆变器中, 解耦电容 C_x 作为储能元件以及缓冲电容回收变压器的漏感能量; 在太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出电压的正极性端增加输入二极管 D_3 以防止解耦电容 C_x 中的反向电流流入光伏阵列。第一副边二极管 D_4 和第一逆变开关管 S_{ac1} 相串联来实现: (1) 阻止任一副边绕组在每半个工频周期中输出功率; (2) 输出平均电流调制为正

弦波形输入电网。输入滤波电容 C_{dc} 、解耦电容 C_x 及输出滤波电容 C_f 为非电解电容。

[0041] 本发明的功率解耦控制方法,包括以下步骤:

[0042] 1) 实时判断太阳能光伏阵列 V_{PV} 的输出功率 P_{dc} 是否大于光伏并网逆变器的输出功率 P_{ac} ,如是,则进入步骤 2),否则进入步骤 3);

[0043] 2) 微型逆变器工作在第一模式下,反激变换器 20 的原边开关管 S_1 导通,反激变压器 T 的原边励磁电感按固定电流基准充磁,待充磁完成后反激变换器 20 的原边开关管 S_1 关断,励磁电流通过第一解耦二极管 D_1 和第二解耦二极管 D_2 给解耦电容 C_x 充磁,直到励磁电流到达正弦电流基准时,判断电网电压正负,如为正,则将反激变压器 T 副边的第一逆变开关管 S_{ac1} 导通,否则将第二逆变开关管 S_{ac2} 导通,从而使反激变压器 T 中储存的能量耦合到反激变压器 T 副边,通过逆变电路 30 释放给电网;

[0044] 3) 微型逆变器工作在第二模式下,在电网电压为正时,第一逆变开关管 S_{ac1} 在开关管的一整个开关周期都导通,在电网电压为负时,第二逆变开关管 S_{ac2} 在开关管的一整个开关周期都是导通的;

[0045] 第二模式的具体步骤如下:反激变换器 20 的原边开关管 S_1 导通,反激变压器 T 的原边励磁电感按固定电流基准充磁,充磁完成后解耦开关 S_2 导通,解耦电容 C_x 中在第一模式下存储的能量通过解耦开关管 S_2 和原边开关管 S_1 继续给励磁电感充电,当原边绕组中的励磁电感中的能量达到电网所需能量时,关闭解耦开关 S_2 ,反激变压器 T 中储存的能量耦合到副边,通过逆变电路 30 释放给电网。

[0046] 步骤 2) 中的第一模式下,反激变压器 T 的原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak11}$ 为:

$$[0047] \quad i_{1-peak11} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_l}}$$

[0048] 正弦电流基准 $i_{1-peak12}$ 为:

$$[0049] \quad i_{1-peak12} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_l}} |\sin(\omega t)|$$

[0050] 其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列 V_{PV} 的输出功率, T_s 为反激变换器 20 的原边开关管 S_1 的开关周期, L_l 为反激变压器 T 的励磁电感, ω 为频率 50Hz 时相对应的角频率, t 为时间变量。

[0051] 步骤 3) 中的第二模式下,反激变压器 T 原边励磁电感的固定电流基准 $i_{1-peak21}$ 为:

$$[0052] \quad i_{1-peak21} = \sqrt{\frac{2P_{dc}T_s}{L_l}}$$

[0053] 正弦电流基准 $i_{1-peak22}$ 为:

$$[0054] \quad i_{1-peak22} = 2\sqrt{\frac{P_{dc}T_s}{L_l}} |\sin(\omega t)|$$

[0055] 其中 P_{dc} 为太阳能光伏阵列 V_{PV} 的输出功率, T_s 为反激变换器 20 的原边开关管 S_1 的开关周期, L_l 为反激变压器 T 的励磁电感, ω 为频率 50Hz 时相对应的角频率, t 为时间

变量。

[0056] 本发明的解耦控制方法中,在第一模式下和第二模式下的固定电流基准 $i_{1-peak21}$ 的推导公式一致,在第一模式下和第二模式下的正弦电流基准 $i_{1-peak22}$ 的推导公式也一致,因此本发明的控制方法更加简单,明确,更易实现控制。但在第一模式和第二模式下,通过固定电流基准 $i_{1-peak21}$ 和正弦电流基准 $i_{1-peak22}$ 计算得到的个开关管的占空比是不一样的。

[0057] 在实施例中,图 4 由 8 个部分组成,此 8 个部分都随着时间进行着模式一与模式二的交替变化。其中以 (a) 部分和 (b) 部分作为模式一和模式二的判断条件,(a) 部分表示太阳能光伏阵列 V_{pv} 的输出功率 P_{dc} 与光伏并网逆变器的输出功率 P_{ac} 之间随时间变化的关系;(b) 部分表示电网电压 U_{ac} 与电网电流 i_{ac} 随时间变化的波形图;其中 (c) 部分、(d) 部分、(e) 部分、(f) 部分为在模式一和模式二变化下,分别表示的原边开关管 S_1 、解耦开关管 S_2 、第一逆变开关管 S_{ac1} 、第二逆变开关管 S_{ac2} 随时间变化相应的驱动信号波形;其中 (g) 部分和 (h) 部分为在模式一和模式二变化下,分别表示的反激变压器 T 的励磁电流和副边电流随时间变化相应的波形图。8 个部分都基于相同的时间进行模式一与模式二的交替变化,共同构成一幅完整的反映一个工频周期内并网电压、电流及相应功率、高频周期各个信号波形的示意图。8 个部分放在一起能够更加清楚明白的看到以 (a) 部分和 (b) 部分作为模式一与模式二的判断条件,得到 (c) 部分、(d) 部分、(e) 部分、(f) 部分来分别表示的四个开关管占空比随时间变化在模式一与模式二下的波形图,以及通过开关管的占空比控制得到 (g) 部分和 (h) 部分来分别表示的励磁电流和副边电流随时间变化在模式一与模式二下的波形图。

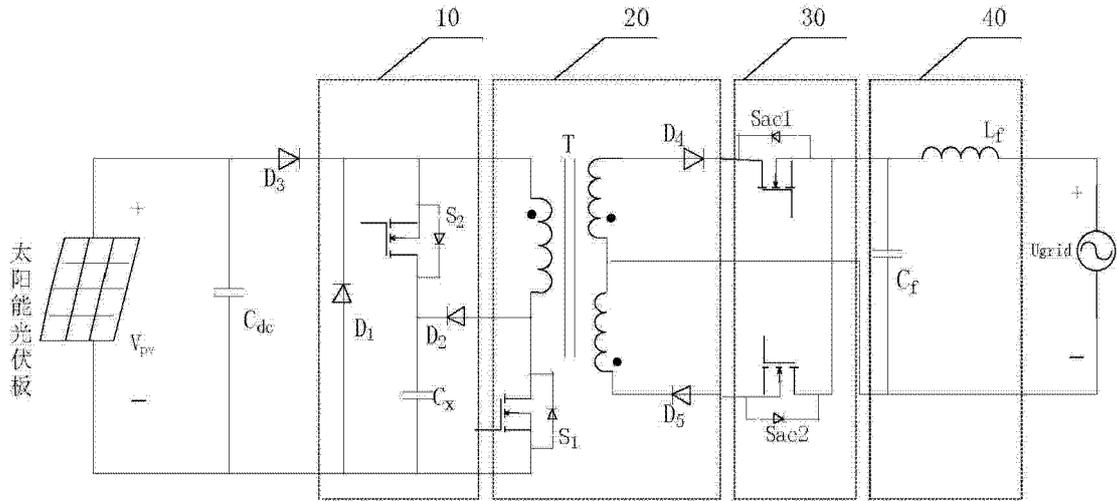


图 1

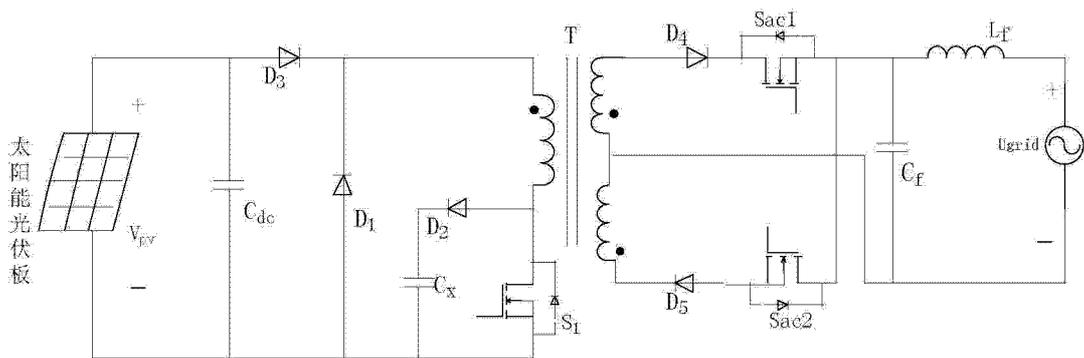


图 2

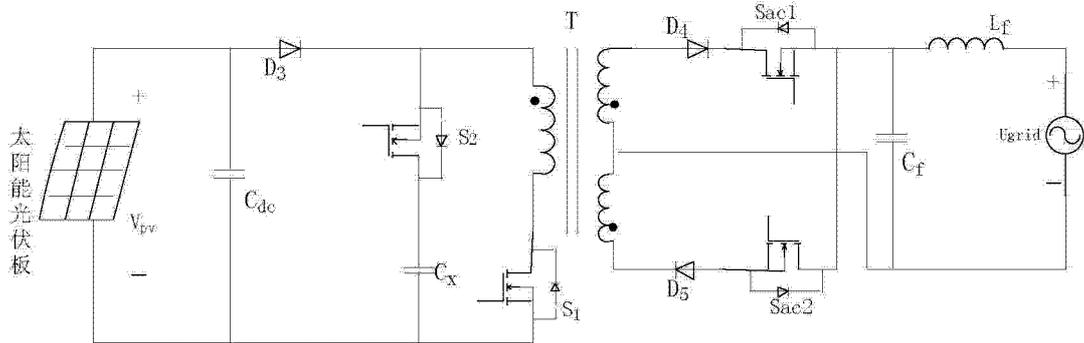


图 3

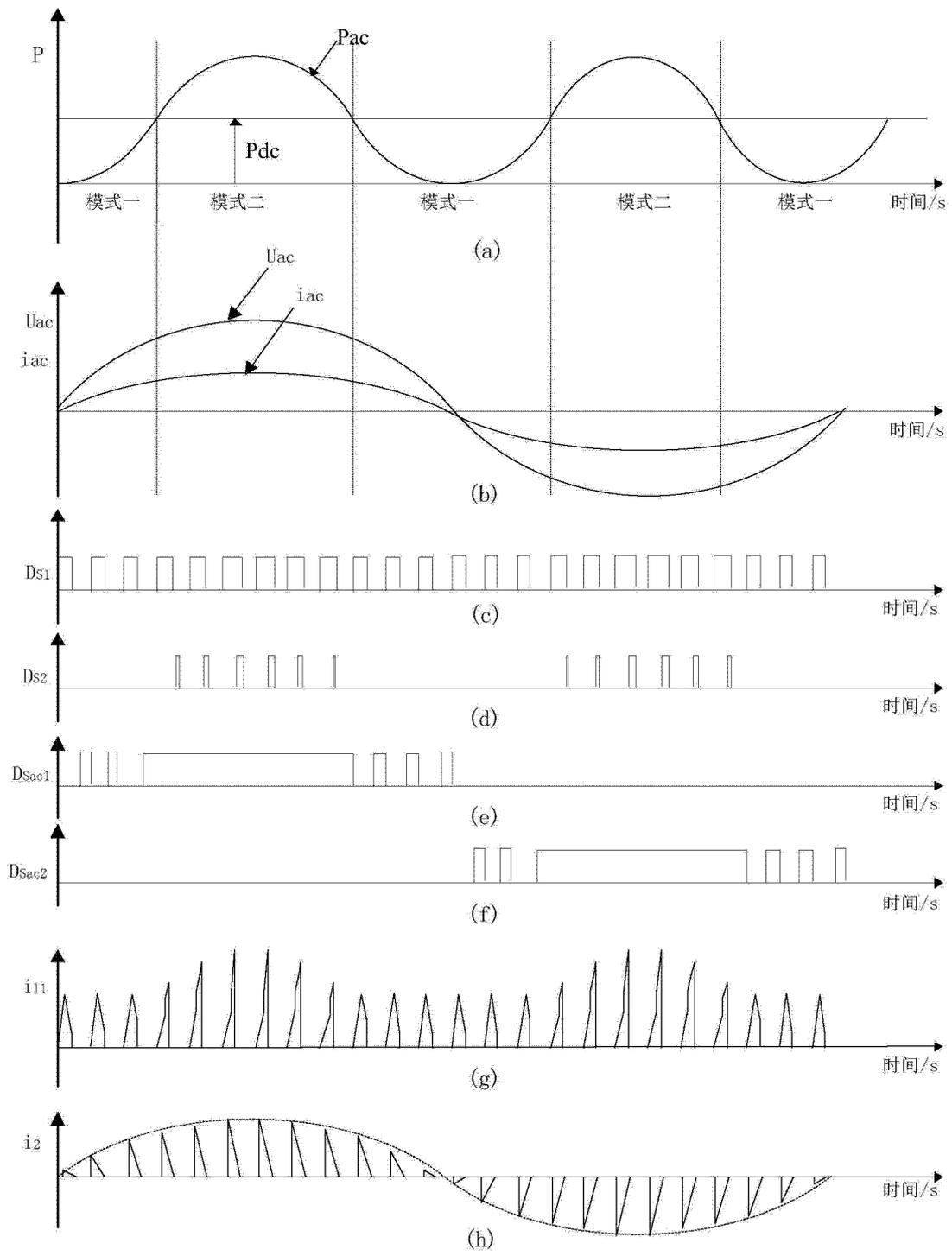


图 4