

文章编号: 0254-0096(2009)09-1202-07

单相非隔离型光伏并网系统中 共模电流抑制的研究

张兴¹, 孙龙林¹, 许颇², 赵为², 曹仁贤²

(1. 合肥工业大学电气与自动化工程学院, 合肥 230009; 2. 合肥阳光电源有限公司, 合肥 230088)

摘要: 首先分析了无变压器的光伏并网系统中产生共模电流的原因, 从单相半桥和全桥拓扑结构出发, 在得出共模电流抑制基本规律的基础上, 研究了几种能有效抑制共模电流的拓扑结构, 并提出一种能够抑制共模电流的混合桥臂拓扑, 通过仿真验证了该方案的正确性。最后, 对这几类拓扑结构的损耗进行了比较研究。

关键词: 光伏并网; 逆变器; 共模电压; 共模电流; H5

中图分类号: TM615 **文献标识码:** A

0 引言

光伏并网系统中常采用带工频或高频变压器的隔离型光伏并网逆变器, 这样确保了电网和光伏系统之间的电气隔离, 从而提供人身保护并避免了光伏系统和地之间的漏电流。然而, 若采用工频变压器, 其体积大、质量重且价格昂贵; 若采用高频变压器, 功率变换电路将被分成数级, 使控制复杂化, 同时还降低了系统效率。为了克服上述有变压器的隔离型并网系统的不足, 需研究无变压器的非隔离型逆变器拓扑。无变压器拓扑的一个突出优点是能够提高整个系统的效率, 可达到 97% ~ 98%^[1,2]。这对于发电成本较高的光伏并网系统来说具有很大的吸引力。然而, 目前对光伏并网系统的研究大都集中在最大功率点跟踪和孤岛检测等理论研究方面^[3,4], 而对相关工程问题的研究相对较少。本文对非隔离型单相并网逆变器中共模电流抑制的问题进行了研究。

如图 1 所示, 在无变压器的非隔离型光伏并网系统中, 电网和光伏阵列之间存在直接的电气连接, 由于光伏阵列和地之间存在寄生电容, 从而形成了由寄生电容、滤波元件和电网阻抗组成的共模谐振回路。而寄生电容上变化的共模电压则能够激励这个谐振回路从而产生相应的共模电流。

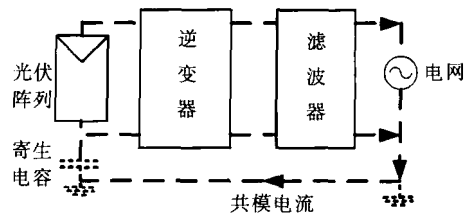


图 1 无变压器的光伏并网系统中的寄生电容和共模电流
Fig.1 Parasitic capacitances and common-mode currents in transformless grid-connected photovoltaic system

由于光伏电池的面积较大, 对地的寄生电容值在雨天或潮湿的环境下达到 $200\text{nF}/\text{kW}_p$ ^[5,6], 产生的共模电流将可能超过允许范围^[1~6]。研究表明: 为了抑制共模电流, 可以考虑改进并网逆变器的拓扑结构或采用适当的调制策略。本文首先分析了无变压器的非隔离型光伏并网系统中产生共模电流的原因, 对能够抑制共模电流的拓扑结构进行了分析并提出一种能够抑制共模电流的混合桥臂拓扑, 最后对不同拓扑结构的损耗进行了比较分析。

1 非隔离型单相光伏并网系统的共模分析

为方便分析, 以下分别讨论单相全桥、半桥并网逆变器的共模问题。

1.1 单相全桥逆变器的共模分析

收稿日期: 2008-03-31

通讯作者: 孙龙林(1984—), 男, 硕士研究生, 主要从事光伏发电技术方面的研究。sunlonglin321@163.com

图2所示为单相全桥逆变器及其共模电压的分析电路。以电网电流正半周期为例, v_{a0} 、 v_{b0} 表示全桥逆变器交流输出 a、b 点对直流负母线 0 点的电压, v_L 表示电感上的压降, v_g 表示电网电压, v_{cm} 表示寄生电容上的共模电压, i_{cm} 表示共模谐振回路中的共模电流。根据基尔霍夫电压定律, 可列出共模回路的电压方程:

$$-v_{a0} + v_L + v_g + v_{cm} = 0 \quad (1)$$

$$-v_{b0} - v_L + v_{cm} = 0 \quad (2)$$

式(1)、(2)相加可得共模电压 v_{cm} 为:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0} - v_g) = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) - 0.5v_g \quad (3)$$

而流过寄生电容上的共模电流 i_{cm} 为:

$$i_{cm} = C \frac{dv_{cm}}{dt} \quad (4)$$

可见, 共模电流与共模电压的变化率成正比。由于 v_g 为工频电网电压, 则由 v_g 在寄生电容上产生的共模电流一般可忽略, 而 v_{a0} 、 v_{b0} 为 PWM 高频脉冲电压, 共模电流主要由此激励产生。因此, 工程上并网逆变器的共模电压可近似表示为:

$$v_{cm} \approx 0.5(v_{a0} + v_{b0}) \quad (5)$$

为了抑制共模电流, 应尽量降低 v_{cm} 的频率, 而开关频率的降低则带来系统性能的下降。但若能使 v_{cm} 为一定值, 则能够基本消除共模电流, 即功率器件所采用的 PWM 开关序列应使 a、b 点对 0 点的电压之和满足:

$$v_{a0} + v_{b0} = \text{定值} \quad (6)$$

对于单相全桥拓扑, 通常可以采用两种 PWM 调制策略来形成 PWM 开关序列, 即单极性调制和双极性调制。不同的调制策略对共模电流的抑制效果相差很大, 以下分别进行讨论。

1) 单极性调制

对于图2所示的单相全桥拓扑, 若采用单极性

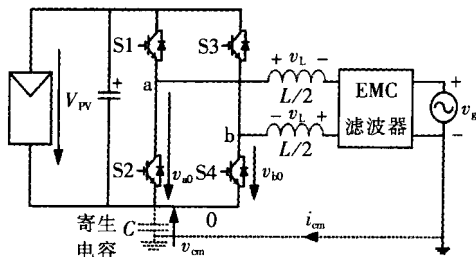


图2 全桥逆变器及其共模电压分析

Fig.2 Full-bridge inverter and its common-mode voltage analysis

调制, 在电网电流正半周期, 当 S1、S4 导通时, 共模电压为:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{pv} + 0) = 0.5V_{pv} \quad (7)$$

当 S1 关断, S2、S4 导通时:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(0 + 0) = 0 \quad (8)$$

图3为单极性调制的 PWM、共模电压及共模电流仿真波形。从图中可看出, 采用单极性调制的全桥拓扑产生的共模电压为幅值在零与 $V_{pv}/2$ 之间变化且频率为开关频率的 PWM 高频脉冲电压。此共模电压激励共模谐振回路产生共模电流, 其数值达到数安培并随开关频率的增大而线性增加。

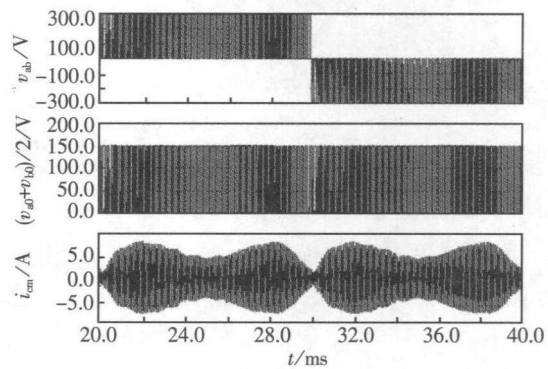


图3 全桥单极性调制的共模电压和共模电流波形 ($V_{pv} = 300V$)

Fig.3 Common-mode voltage and common-current in a full-bridge inverter with unipolar PWM ($V_{pv} = 300V$)

2) 双极性调制

若采用双极性调制, 对于图2所示的单相全桥拓扑, 当 S1、S4 导通时:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{pv} + 0) = 0.5V_{pv} \quad (9)$$

当 S1、S4 关断, 而 S2、S3 导通时:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(0 + V_{pv}) = 0.5V_{pv} \quad (10)$$

在开关过程中 $v_{cm} = 0.5V_{pv}$, 由于稳态时, V_{pv} 近似不变, 因而 v_{cm} 近似为定值, 由此所激励的共模电流近似为零。可见, 对于单相全桥并网逆变器而言, 若采用双极性调制则能够有效抑制共模电流, 其 PWM、共模电压及共模电流的仿真波形如图4所示。

从图4所示的波形可看出, 双极性调制的全桥拓扑的共模电压几乎恒定不变, 由其激励产生的共模电流只是毫安级的。然而和单极性调制相比, 双极性调制存在明显不足: 在整个电网周期中, 4个功率器件都以开关频率工作。因此, 产生的开关损耗是单极性调制的2倍; 另外, 双极性调制交流侧的输

出电压在 V_{PV} 和 $-V_{PV}$ 之间变化,产生的电流纹波是单极性调制的 2 倍,这便增加了交流滤波电感上的损耗。目前,双极性调制的全桥拓扑的最高效率约为 95%^[7]。

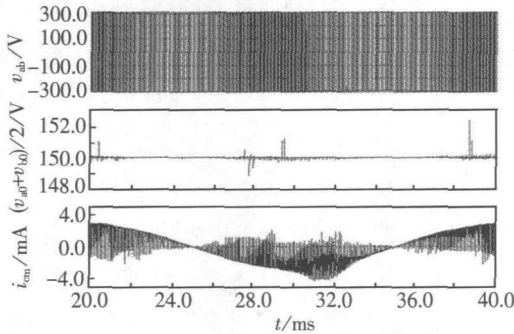


图 4 全桥双极性调制的共模电压和共模电流波形 ($V_{PV} = 300V$)

Fig.4 Common-mode voltage and common-mode current in a full-bridge inverter with bipolar PWM($V_{PV} = 300V$)

1.2 半桥逆变器的共模分析

图 5 所示为半桥拓扑结构。从图中可以看出,半桥拓扑中寄生电容上的共模电压与开关频率无关,为半桥均压电容上的电压 v_{b0} 。若电容 $C1$ 、 $C2$ 相等且容量足够大,则 v_{b0} 的幅值为 $0.5V_{PV}$ 且在功率器件开关过程中基本不变。

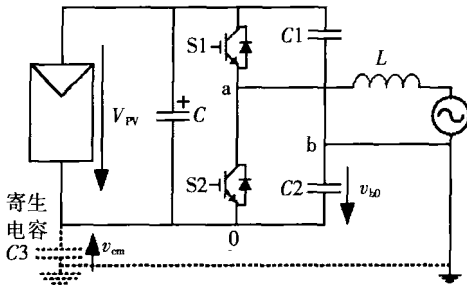


图 5 半桥逆变器

Fig.5 Half-bridge inverter

因此,半桥拓扑基本不产生共模电流。但对于半桥拓扑,由于电压利用率低,直流侧需要的输入电压较高,前级可能需要 boost dc/dc 变换器,从而影响了半桥拓扑的效率。半桥逆变器的最高效率为 92%^[7]。因此,一般实际中不常采用。

从半桥和全桥逆变器的共模电压分析中可看出,拓扑结构以及调制方法的不同所产生的共模电压存在差异。因此,在考虑电路效率条件下,可以改变调制策略或拓扑结构来抑制共模电流。以下分析几种能够抑制共模电流的实用拓扑结构。

2 抑制共模电流的实用电路拓扑

2.1 带交流旁路的全桥逆变器

由于双极性调制的全桥拓扑开关损耗大,文献[7]中提到图 6 所示的带交流旁路的全桥拓扑。该拓扑是对双极性调制的全桥拓扑的改进,即在全桥拓扑的交流侧增加一个由 2 个 IGBT 组成的双向续流支路,使得续流回路与直流侧断开,从而使该拓扑不仅抑制了共模电流而且还使交流侧的输出电压和单极性调制相同,因此提高了逆变器的效率。以电网电流正半周期为例,对共模电压进行分析。

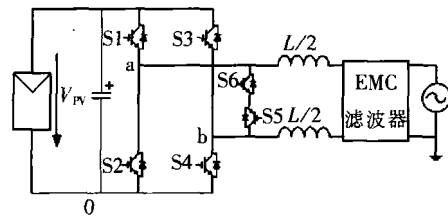


图 6 带交流旁路的全桥拓扑

Fig.6 Full-bridge with ac bypass

在电网电流正半周期, S5 始终导通而 S6 始终关断。当 S1、S4 导通时:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{PV} + 0) = 0.5V_{PV} \quad (11)$$

当 S1、S4 关断时,电流经 S5、S6 的反并联二极管续流,此时:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(0.5V_{PV} + 0.5V_{PV}) = 0.5V_{PV} \quad (12)$$

若 V_{PV} 不变则共模电压始终保持恒定。负半周期的换流过程及共模电压分析与正半周期类似。

和采用双极性调制的单相全桥拓扑相比,该拓扑中 H 桥上流过电流的调制开关的正向电压由 V_{PV} 降低为 $0.5V_{PV}$,从而降低了开关损耗。另一方面,由于增加了一个新的续流通路,该拓扑的交流侧输出电压和单极性调制的输出电压相同,从而有效降低了输出电流的纹波,减小了滤波电感上的损耗。该拓扑的最高效率达到 96.3%^[7]。

2.2 带直流旁路的全桥逆变器

图 6 所示拓扑是在单相全桥拓扑的交流侧增加功率开关器件,构成续流支路,然而也可以在直流母线上增加功率开关器件,以使续流回路与直流侧断开,其拓扑如图 7 所示。该拓扑由 6 个功率开关器件和 2 个二极管组成。其中, S1 ~ S4 工作在电网频率,可忽略其开关损耗,而 S5、S6 以开关频率工作。

在电网电流正半周期时, S1、S4 保持导通, S5、S6 以开关频率调制。当 S1、S4、S5、S6 导通时, 共模电压为:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{PV} + 0) = 0.5V_{PV} \quad (13)$$

当 S5、S6 关断时, 存在 2 条续流路径, 分别为: S1、S3 的反并联二极管及 S2 的反并联二极管、S4, 则:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(0.5V_{PV} + 0.5V_{PV}) = 0.5V_{PV} \quad (14)$$

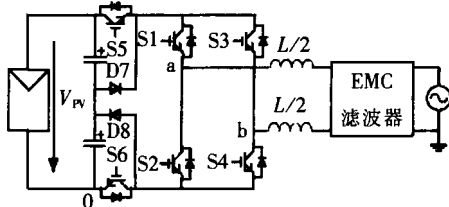


图 7 带直流旁路的全桥拓扑

Fig.7 Full-bridge with dc bypass

负半周期的换流过程及共模电压分析与正半周期类似。显然在开关过程中, 若 V_{PV} 保持不变则共模电压恒定, 调制开关 S5、S6 的正向电压为 $0.5V_{PV}$, 因而开关损耗得到降低, 且交流侧输出电压与单极性调制的全桥拓扑相同, 因而电流纹波小, 降低了输出滤波电感上的损耗, 最高效率达到 97.4%^[5]。

2.3 H5 拓扑

在图 7 所示的带直流旁路的全桥拓扑中, S4、S2 在电网电流的正负半周分别始终导通, 而 S6 始终以开关频率调制。若将 S4、S2 和 S6 合并即 S4、S2 在电网电流的正负半周分别以开关频率进行调制, 从而省略 S6 得到图 8 所示的 H5 拓扑^[8]。该拓扑是由德国 SMA 有限公司提出且已在中国申请了技术专利。SMA 公司的 Sunny Mini Central 系列并网逆变器采用该拓扑结构, 其最高效率达到 98.1%, 欧洲效率达到 97.7%^[8]。

该拓扑中, S1、S3 在电网电流的正负半周各自导通, S4、S5 在电网正半周期以开关频率调制, 而 S2、S5 在电网负半周期以开关频率调制^[9]。现以电网正半周期为例对其共模电压进行分析。

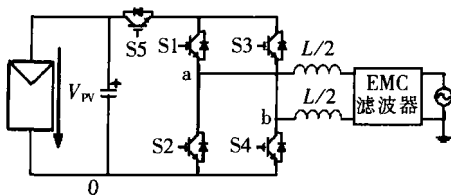


图 8 H5 拓扑

Fig.8 H5 topology

在电网电流正半周期 S1 始终导通, 当正弦调制波大于三角载波时, S5、S4 导通, 共模电压 v_{cm} 为:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{PV} + 0) = 0.5V_{PV} \quad (15)$$

当正弦调制波小于三角载波时 S5、S4 关断, 电流经 S3 的反并联二极管、S1 续流。当 S2、S4、S5 关断后, 由于其关断阻抗很高, 共模电流很小, 阻断了寄生电容的放电, v_{a0} 、 v_{b0} 近似保持原寄生电容的充电电压 $0.5V_{PV}$, 则:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(0.5V_{PV} + 0.5V_{PV}) = 0.5V_{PV} \quad (16)$$

负半周期的换流过程及共模电压分析与正半周期类似。可见在开关过程中, 若 V_{PV} 保持不变则共模电压恒定, 且交流侧输出电压与单极性调制的全桥拓扑相同。

上述几种拓扑都能够抑制共模电流, 但 H5 拓扑所需的功率器件最少, 从而最大限度地降低了成本。

2.4 混合桥臂拓扑

从对上述 3 种能够抑制共模电流的拓扑结构的分析, 可以看出抑制共模电流的共同特征, 即交流电路在续流阶段借助于直流电路中的开关元件使得交流电路与直流电路脱开连接, 且续流回路要使得 a、b 点对 0 点的电压都为 $0.5V_{PV}$ 。据此, 本文提出一种基于混合桥臂的新型无变压器单相光伏并网逆变器拓扑, 如图 9 所示。

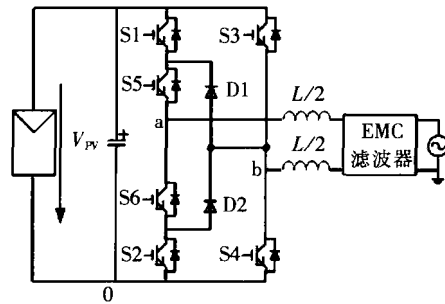


图 9 本文提出的混合桥臂拓扑

Fig.9 Proposed hybrid-bridge topology

该拓扑由 6 个 IGBT 和 2 个二极管组成。其中 S1 ~ S4 由正弦调制波和三角载波的比较来控制其导通和关断, 而 S5、S6 依据电网频率工作, 即在电网电流的正负半周分别导通。具体分析如下:

在电网电流正半周期, S5 始终导通, 当正弦调制波大于三角载波时, S1、S4 导通, 此时共模电压为:

$$v_{cm} = 0.5(v_{a0} + v_{b0}) = 0.5(V_{PV} + 0) = 0.5V_{PV} \quad (17)$$

当正弦调制波小于三角载波时, S1、S4 关断, 电流经 D1 和 S5 续流, 同理由由于开关器件关断阻抗很高, 阻断了寄生电容的放电, v_{d0} 、 v_{b0} 近似保持原寄生电容的充电电压 $0.5V_{pv}$, 所以:

$$v_{cm} = 0.5(v_{d0} + v_{b0}) = 0.5(0.5V_{pv} + 0.5V_{pv}) = 0.5V_{pv} \quad (18)$$

在正半周期, 若稳态时 V_{pv} 不变, 则共模电压恒定。在负半周期时, S6 始终导通, S2、S3 由正弦调制波和三角载波的比较来控制其导通和关断, 共模电压分析与正半周期类似。

图 10 是所提出拓扑的共模电压和共模电流的仿真波形。从仿真波形可看出, 该拓扑能够抑制共模电流, 且交流侧输出电压和单极性调制的全桥拓扑相同, 因而电流纹波小, 降低了输出滤波电感上的损耗。

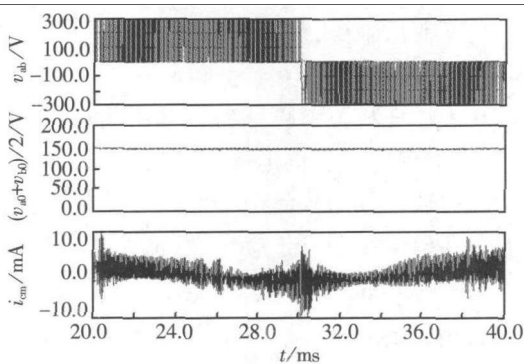


图 10 混合拓扑的共模电压和共模电流波形 ($V_{pv} = 300V$)

Fig. 10 Common-mode voltage and common-mode in hybrid-bridge topology ($V_{pv} = 300V$)

3 各种拓扑结构损耗的比较

对于上述的逆变器而言, 其功率损耗主要有 3 个方面:

1) 辅助控制电路的损耗。对于不同的拓扑, 该部分的损耗恒定且相等;

2) 滤波电感上的损耗。电感上的损耗和电流 (电阻损耗) 及其纹波 (磁损耗) 有关。若功率相同, 则所有拓扑结构上电感电流都一样, 但是电流纹波因拓扑结构的不同而存在差异。采用双极性调制的全桥拓扑上的电流纹波是其它拓扑的 2 倍^[5]。因此, 和其它拓扑结构相比, 其电感上的损耗较大;

3) 功率器件上的损耗。功率器件上的损耗包括通态和开关损耗, 两者都和电流、电压以及器件本身

的特性有关。

通态损耗和通态时导通的功率器件的数目以及功率器件的额定电压有关。额定电压越高的功率器件其通态损耗越大。开关损耗是损耗中的主要部分。一个电网周期中开关次数越多, 开关损耗越大; 此外, 开关损耗还与调制器件的额定电压有关, 额定电压越大, 开关损耗越大。

下面在直流侧最高输入电压为 800V, 开关频率为 10kHz 的相同条件下比较上述不同拓扑结构的功率损耗。

对于双极性调制的全桥拓扑, 4 个 IGBT 都工作在开关频率, 在一个电网周期中 IGBT 的总开关次数为 40K。IGBT 的开关电压为 V_{in} (V_{in} 表示直流侧输入电压)。考虑裕量所选用 IGBT 的额定电压应为 1200V。

对于 H5 拓扑, S1、S3 阻塞电压为 V_{in} , 应选用额定电压为 1200V 的 IGBT, 因以工频工作可忽略其开关损耗。S4、S2 以开关频率分别在电网电流正负半周工作, 开关电压为 $V_{in}/2$, 但阻塞电压为 V_{in} , 所选 IGBT 的额定电压应为 1200V。S5 的开关电压和阻塞电压都为 $V_{in}/2$, 所以其额定电压为 600V。其它拓扑结构的分析与其类似。

表 1 概括了不同拓扑的损耗情况。从表 1 中可看出, 双极性调制的全桥拓扑因开关次数最多, 调制器件的开关电压为 V_{in} , 额定电压为 1200V, 所以损耗最大。增加交流旁路后, 调制器件的开关电压由 V_{in} 降为 $V_{in}/2$, 损耗得到降低。带直流旁路的全桥拓扑通态损耗和其它拓扑相比较, 但其调制器件的额定电压都为 600V, 损耗得到进一步降低。和带交流旁路的全桥拓扑相比, 由于减少 1 个功率器件, 降低了 H5 拓扑的通态损耗, 从而使得效率得到进一步提高。本文所提出的混合桥臂拓扑的通态及开关调制器件和 H5 拓扑相同, 因而两者的损耗应接近。

4 结 论

本文分析了单相非隔离型光伏并网系统中共模电流产生的机理, 比较了采用不同调制策略的单相全桥逆变器上共模电流的差异, 研究了几种能够抑制共模电流的拓扑, 得出了抑制共模电流的基本规律。在此基础上提出一种混合桥臂的无变压器非隔离型单相并网拓扑, 通过仿真分析验证该拓扑能够抑制共模

电流。最后对几种拓扑结构的损耗进行了比较。

表 1 不同拓扑的功率损耗

Table 1 Power losses in different topologies

拓扑结构	功率器件		一个电网 周期中的 开关次数	一个开关周期中的损耗		
	器件数目	额定电压		通 态		调制器件(数目/额定电压) (开关电压)
				器件(数目/额定电压)	时间	
双极性调制的全桥拓扑	4	S12	40K	2/S12 2/DS12	$D \cdot T$ $(1 - D)T$	2/S12 (V_{in})
带交流旁路的全桥拓扑	6	S12	20K	2/S12 1/S12, 1/DS12	$D \cdot T$ $(1 - D)T$	2/S12 $(V_{in}/2)$
带直流旁路的全桥拓扑	4	S12	20K	2/S6, 2/S12	$D \cdot T$	2/S6
	2	D6		2/S12, 2/DS12	$(1 - D)T$	$(V_{in}/2)$
H5 拓扑	4	S12	20K	1/S6, 2/S12	$D \cdot T$	1/S6, 1/S12
	1	S6		1/S12, 1/DS12	$(1 - D)T$	$(V_{in}/2)$
本文所提出的混合桥臂拓扑	4	S12	20K	1/S6, 2/S12	$D \cdot T$	1/S6, 1/S12
	2	D12		1/S12, 1/D12	$(1 - D)T$	$(V_{in}/2)$
	2	S6				

注: S12 表示额定电压为 1200V 的功率器件; D12 表示额定电压为 1200V 的二极管; DS 表示 IGBT 的反并联二极管; V_{in} 表示直流侧输入电压。

[参考文献]

- [1] López O, Teodorescu Remus, Freijedo Francisco, et al. Leakage current evaluation of a single-phase transformerless PV inverter connected to the grid[A]. Applied Power Electronics Conference, APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE[C], Publication Date: Feb. 25 2007-March 1, 2007, 907—912.
- [2] López O, Teodorescu Remus, Doval-Gandoy Jesús. Multilevel transformerless topologies for single-phase grid-connected converters[A]. IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on[C], Paris, 2006, 11: 5191—5196.
- [3] 吴理博, 赵争鸣, 刘建政, 等. 单级式光伏并网逆变系统中的最大功率点跟踪算法稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 73—77.
- [3] Wu Libo, Zhao Zhengming, Liu Jianzheng, et al. Research on the stability of MPPT strategy applied in single-stage grid-connected photovoltaic system[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 73—77.
- [4] 杨海柱, 金新民. 基于正反馈频率漂移的光伏并网逆变器反孤岛控制[J]. 太阳能学报, 2005, 26(3): 409—412.
- [4] Yang Haizhu, Jin Xinmin. Anti-islanding control of grid-connected photovoltaic inverter based on positive feedback frequency drift[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2005, 26(3): 409—412.
- [5] Roberto González, Jesús López, Pablo Sanchis, et al. Transformerless inverter for single-Phase photovoltaic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 693—697.
- [6] Kerekes T, Teodorescu R, Borup U. Transformerless photovoltaic inverters connected to the grid[A]. Applied Power Electronics Conference[C], APEC 2007-Twenty Second Annual IEEE, Feb. 25 2007-March 1 2007, 1733—1737.
- [7] González Roberto, Jesus López, Pablo Sanchis, et al. High-efficiency transformerless single-phase photovoltaic inverter[A]. 12th International Power Electronics and Motion Control Conference[C], Portoroz, 2006, 8: 1895—1900.
- [8] 德国 SMA 技术股份公司. Sunny family 2007/2008[EB/OL]. <http://download.sma.de/smprosa/dateien/2485/SO-LARKAT-21-AE3307.pdf>, 2007, 14—17.
- [9] 维克托·M, 布雷米克·S, 格赖策·F, 等. 用于将直流电压源的直流电压转换成交流电压的方法[P]. 中国专利: 200510079923.1, 2005-12-28.

RESEARCH ON COMMON-MODE CURRENT REDUCTION OF NONISOLATED SINGLE-PHASE GRID-CONNECTED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS

Zhang Xing¹, Sun Longlin¹, Xu Po², Zhao Wei², Cao Renxian²

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China;

2. Hefei Sungrow Power Supply CO, LTD, Hefei 230088, China)

Abstract: Common-mode currents due to the capacitance between the photovoltaic array and earth could occur and the electromagnetic emissions and potential safety troubles could increase. So common-mode currents must be reduced in grid-connected inverters for nonisolated photovoltaic systems. In this paper, causes for common-mode currents in transformerless grid-connected photovoltaic systems were analyzed firstly; several inverter topologies that could avoid these common-mode currents are analyzed on the basis of basic laws of common-mode current reduction obtained from single-phase half-bridge and full-bridge. A new transformerless inverter called hybrid-bridge inverter is proposed. This topology generates no common-mode currents and has been validated by simulation. At last, the losses of these topologies are compared.

Keywords: grid-connected photovoltaic (PV); inverter; common-mode voltage; common-mode current; H5